

THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re the Application of : **Takashi KAKU, et al.**

Filed : **Concurrently herewith**

For : **NOISE CANCELING METHOD AND APPARATUS**

Serial No. : **Concurrently herewith**

March 28, 2001

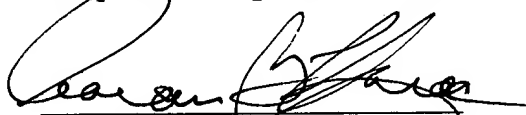
Assistant Commissioner of Patents
Washington, D.C. 20231

SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT

S I R:

Attached herewith are Japanese patent application No.
2000-359949 of November 27, 2000 whose priority has been claimed
in the present application.

Respectfully submitted



[] Samson Helfgott
Reg. No. 23,072
[x] Aaron B. Karas
Reg. No. 18,923

HELFGOTT & KARAS, P.C.
60th FLOOR
EMPIRE STATE BUILDING
NEW YORK, NY 10118
DOCKET NO.: FUJZ 18.525
BHU:priority

Filed Via Express Mail
Rec. No.: EL522402543US
On: March 28, 2001
By: Brendy Lynn Belony
Any fee due as a result of this paper,
not covered by an enclosed check may be
charged on Deposit Acct. No. 08-1634.



日本国特許庁
PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

#3



別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application: 2000年11月27日

出願番号
Application Number: 特願2000-359949

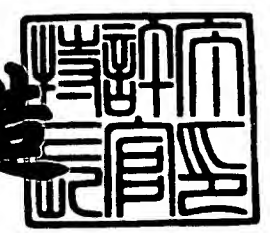
出願人
Applicant(s): 富士通株式会社



2001年 1月19日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2000-3113606

【書類名】 特許願

【整理番号】 0052463

【提出日】 平成12年11月27日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 1/10
H04B 15/00

【発明の名称】 雑音除去方法及び装置

【請求項の数】 10

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

【氏名】 加來 尚

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

【氏名】 宮澤 秀夫

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

【氏名】 蔵方 隆宏

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

【氏名】 村田 博康

【特許出願人】

【識別番号】 000005223

【氏名又は名称】 富士通株式会社

【代理人】

【識別番号】 100090011

【弁理士】

【氏名又は名称】 茂泉 修司

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 023858

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9704680

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 雑音除去方法及び装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

時間と振幅と位相が特定された信号を含む受信信号から雑音成分を補間予測するステップと、

該雑音成分を該受信信号から除去して送信された元の信号を再生するステップと、

を備えたことを特徴とする雑音除去方法。

【請求項 2】

送信側で定期的に信号にゼロ点を挿入するステップと、

受信側で、該ゼロ点を用いて受信信号の雑音成分を補間予測するステップと、

該雑音成分を該受信信号から差し引くことで送信された元の信号を再生するステップと、

を備えたことを特徴とする雑音除去方法。

【請求項 3】 請求項 2 において、

該ゼロ点を、整数サンプル数間隔毎に 1 個以上挿入することを特徴とした雑音除去方法。

【請求項 4】 請求項 2 または 3 において、

該補間予測するステップが、該受信信号を所望の周波数帯域に周波数シフトさせた後、該ゼロ点に応じて間引を行い、さらに補間を行った後、該元の信号に合わせるために該周波数シフトを逆方向に行って該受信信号の雑音成分を生成するステップを含むことを特徴とした雑音除去方法。

【請求項 5】 請求項 4 において、

該受信信号の雑音周波数成分が大きい周波数帯域を検出し、該周波数帯域に対して該周波数シフト量を自動的に決定することを特徴とした雑音除去方法。

【請求項 6】

時間と振幅と位相が特定された信号を含む受信信号から雑音成分を補間予測する手段と、

該雑音成分を該受信信号から除去して送信された元の信号を再生する手段と、
を備えたことを特徴とする雑音除去装置。

【請求項 7】

送信側で定期的に信号にゼロ点を挿入する手段と、
受信側で、該ゼロ点を用いて受信信号の雑音成分を補間予測する手段と、
該雑音成分を該受信信号から差し引くことで送信された元の信号を再生する手段と、
を備えたことを特徴とする雑音除去装置。

【請求項 8】 請求項 7 において、

該ゼロ点が、整数サンプル数間隔毎に 1 個以上挿入されることを特徴とした雑音除去装置。

【請求項 9】 請求項 7 又は 8 において、

該補間予測する手段が、該受信信号を所望の周波数帯域に周波数シフトさせる手段と、その後、該ゼロ点に応じて間引を行う手段と、さらに補間を行う手段と、
該元の信号に合わせるために該周波数シフトを逆方向に行って元の周波数帯域に戻すことにより該受信信号の雑音成分を生成する手段とを含むことを特徴とした雑音除去装置。

【請求項 10】 請求項 9 において、

該周波数シフトさせる手段が、該受信信号の雑音周波数成分が大きい周波数帯域を検出し、該周波数帯域に対して自動的に周波数シフト量を決定する手段を含むことを特徴とした雑音除去装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は雑音除去方法及び装置に関し、特に雑音に埋もれた信号を忠実に取り出すための雑音除去方法及び装置に関するものである。

このような雑音除去方法及び装置は以下に示すような多岐に渡る産業上の利用分野においてその必要性が顕著になっている。

【0002】

- ・電力線搬送のように雑音の多い環境下で高速でデータ伝送を実現しようという電力線搬送モデム分野

- ・CATVモデムやADSLモデム、さらにVDSLモデム、2.4Gの無線LAN、無線伝送分野、光伝送分野など

- ・高速化することで雑音に埋もれてしまうような信号も取り出し、高記録密度を実現しようとした磁気ディスク又は光ディスク

- ・高速化された多値伝送技術の半導体

- ・雑音環境下での音声認識、画像圧縮、バーコードスキャナの復調など

以下、かかる雑音の存在について、電力線搬送モデムを例にとりて説明するが、上記のような他の分野についても同様である。

【0003】

まず、図20に示す電力系統において、配電変電所100の電力は、6.6KVの高圧配電線102を介して柱上変圧器103に供給され、さらに100V/200V低圧配電線104を介して家庭105に供給されている。

そして、電力線搬送通信を行う場合には、高圧配電線102と並行して配電変電所100のアクセスノード101と柱上変圧器に設置したモデムとの間に光ファイバ（図示せず）を設置し、この光ファイバを経由し、柱上変圧器103のモデムと家庭105内の屋内配線106に接続されたコンセントに差し込んだモデムとの間で100V/200V低圧配電線104を介して通信を行っている。

【0004】

この場合、図21に示すように低圧配電線104は同図（1）に示す送信信号TXのスペクトラムに対して同図（2）に示すように $1\mu\text{H}/\text{m}$ のインダクタに見え、線路長が150mだとすると $150\mu\text{H}$ のインダクタに見える。

また、低圧配電線104に接続された引込線107は $75\text{pF}/\text{m}$ のコンデンサに見え、50mの引込線を家庭105に接続したとすると、 $0.1125\mu\text{F}$ のコンデンサに見える。これだけでなく、家庭105内の各種家電機器においては、雑音防止用のコンデンサをAC100V間に接続しているため、容量性負荷に見えることになる（同図（2）参照）。

【0005】

結果として、柱上変圧器 1 0 3 が在る電柱から、家庭のコンセント間は同図（2）に示すように、低域通過型の L P F に見え、同図（3）に示すように受信信号 R X は高域が大きく減衰する。このため、最悪の場合には高域信号は端末側に到着した時には雑音 N に埋もれている。

【 0 0 0 6 】

一方、低域は、高域に比べてロスはさほどではないが、家電機器が出す、例えばインバータ機器などによるランダムな雑音（白色雑音）が極めて多く、低域信号は、やはり同図（3）に示すように雑音 N に埋もれ高速のデータ通信が実用化できず、長年に渡り解決策が求められて来た。

【 0 0 0 7 】

【従来の技術】

このような解決策を提案した従来技術を、以下、三世代に渡り説明する。

<第一世代>

雑音に強いと言われる F M 変調方式、F S K 変調方式、P S K 変調方式などが電力線搬送モデムの変調方式として採用された。ただし、現実の電力線は雑音レベルが大きいため、実用化は 1 2 0 0 b p s 以下低速の限られたアプリケーションに留まった。

<第二世代>

スペクトラム拡散方式の導入である。スペクトラム拡散方式は、雑音に強いということで、電力線搬送の実用化に向けて大きな期待が寄せられた。

【 0 0 0 8 】

しかしながら、シャノンの理論限界によれば、白色系雑音配下で、S / N 値がマイナスの場合（図 2 1 （3）参照）には、伝送容量が急激に低下し、高速伝送の実現は理論的に不可能である。従って、シャノンの限界は超えられず、やはり最大でも 1 0 0 k b p s 、最悪は通信不能という状況にあった。

<第三世代>

O F D M (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式の登場である。O F D M 方式はマルチキャリア変調方式を採用したもので、雑音が多いキャリア帯域は使わず、避けて通るという技術である。このため、大きな雑音を回避で

き、大きな高速化の実現の目処が見え始めている。

【0009】

しかしながら、雑音源の主である家電機器のインバータ化率は増える方向にあり、かつ容量性負荷に伴う高域減少問題も増える方向にある。結果として、従来技術では、低速な通信も場合によって可能であるが、数Mbpsのより高速な通信を実現するのが不可能であった。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】

このように、家電機器のインバータ化は大きなトレンドであり、今後、家電機器のインバータ化による雑音は益々増大する傾向にある。また、これに伴い、容量性負荷も雑音防止対策として増大する傾向にある。

【0011】

このような環境下では、第三世代の解決策の如く雑音を避けて通るという考え方ではトレンド的に十分ではなく、むしろ、第四世代の解決策としては、雑音に積極的に立ち向かい、雑音をキャンセル（除去）し、高速のデータ通信を実現しようという試みが重要である。

【0012】

図21（3）に示したように、高域は雑音は少ないが、受信信号は、容量性負荷により大きく減衰し、雑音レベル以下となっている。低域は受信信号の減衰はさほどではないが、家電機器の出す雑音により、やはりS/N値はマイナスの状況である。

【0013】

従って本発明は、このようにS/N値がマイナスの状況にあっても信号の減衰が少ない低域の雑音をキャンセルして埋もれている受信信号を再生することにより高速伝送を実現する方法と装置の提供を目的とする。

【0014】

【課題を解決するための手段】

図1（1）に示すように雑音Nのレベルが高い低域部分（雑音成分N1、信号成分S1）をカットして高域部分のみを使用してデータ伝送してもS/N値はマ

イナスのままである。

【0015】

一方、図21(3)及び図1(1)において、電力線の雑音をよく見ると、低域強調型が多く、ミクロ的に見ると白色雑音だが、マクロ的に見ると(全周波数帯域で見ると)有色系雑音になっていることが分かる。つまり、全周波数帯域内のどの狭帯域で見ても同じ白色雑音になっている。

【0016】

従って本発明は、このようにマクロ的に見た有色系雑音に注目し、図1(2)に示すように、低域の支配的な雑音成分N1を積極的に除去してS/N値をプラスに転じさせ、低域に埋もれた、比較的高いレベルの受信信号Sを抽出しようとするものである。

【0017】

このため、本発明においては、時間と振幅と位相が特定された信号(以下、特定信号と称することがある。)を含む受信信号から雑音成分を補間予測し、該雑音成分を該受信信号から除去して送信された元の信号を再生するようにした雑音除去方法及び装置を実現している。

【0018】

また、本発明では、送信側で定期的に信号にゼロ点を挿入し、受信側で該ゼロ点を用いて受信信号の雑音成分を補間予測し、該雑音成分を該受信信号から差し引くことで送信された元の信号を再生する雑音除去方法及び装置を実現している。

【0019】

このような本発明に係る雑音除去方法及び装置を、図面を参照して以下に説明する。

図2(1)には、従来における信号の送受信系統が示されており、送信信号発生部32からの送信信号は透過伝送路としてのナイキスト伝送路31を経由して受信信号再生部33に送られる。

【0020】

このような送受信系統において、本発明は、同図(2)に示すように、送信信

号発生部 3 2 とナイキスト伝送路 3 1 との間に特定信号又はゼロ点（以下、ゼロ点と総称する。）の挿入部 1 を設けるとともに、ナイキスト伝送路 3 1 と受信信号再生部 3 3 との間に雑音除去部 2 を設けたものである。なお、雑音除去部 2 は、後述するように、周波数シフト部 3 と間引部（DCM）4 と補間部（IPL）5 と周波数逆シフト部 6 と減算部 7 とで構成されている。

【0021】

まず、送信信号発生部 3 2 で発生された送信信号のシンボルレートを、図 3（1）に示すように例えば 1 9 2 k B であるとする。このような送信信号が、ゼロ点挿入部 1 に与えられると、ゼロ点挿入部 1 では、同図（2）に示すように、同図（1）の送信信号に対して、ゼロ点を挿入してナイキスト伝送路 3 1 へ送信する。この場合、信号 S も同じ速度で送信するならば、送信速度は 3 8 4 k B となる。

【0022】

受信側では、同図（3）に示すように、受信信号 S 及びゼロ点にそれぞれ伝送路 3 1 の雑音 N が乗った形で受信することになる。

そこで、雑音除去部 2 では、雑音 N を含む信号 S（S+N）を除去し、ゼロ点における雑音 N のみを残し、これらの雑音 N から、各受信信号点において、同図（4）に示すように、両側の雑音 N から雑音補間信号 N' を生成する。

【0023】

そして、雑音除去部 2 においてはさらに、同図（3）に示す受信信号から、同図（4）に示す雑音補間信号 N' を差し引くことにより、同図（5）に示すように雑音 N が N-N' となり実質的に除去された信号成分 S のみから成る信号（送信信号に相当）を再生することができる。

【0024】

このような雑音除去部 2 の動作を図 4 ～図 6 を用いてより詳しく説明する。

まず、上述した送信信号は、図 4（1）に示すように 1 9 2 k B の速度で伝送される。この場合のスペクトルをスカラー（横軸は周波数帯域 k H z）で表したものが同図右側に示されている。

【0025】

そして、このような送信信号に対してゼロ点を挿入すると、同図（２）に示すように、各信号点の間にゼロ点が挿入されて、挿入後の周波数帯域は 3 8 4 k B となる。この場合は、+1 9 2 k H z を中心にコピーしたスペクトルになる。

このようなゼロ点が挿入された送信信号が受信側に送られた時の受信信号は、同図（３）に示すように、信号 S 及びゼロ点それぞれにおいて雑音成分 N が重畳されたものとなる。この場合のスペクトルも同図（２）に示した送信信号の場合と同様である。

【 0 0 2 6 】

このような受信信号が雑音除去部 2 における周波数シフト部 3 においてシフトされた後、間引部 4 に送られた時の動作が図 5 に示されている。

すなわち、受信信号 S (n) のサンプル値とスペクトラムは同図（１）に示す通りであり、この信号 S (n) の Z 変換 A は、次式で表わされる。

【 0 0 2 7 】

$$A = S(z) = \sum S(n) z^{-n} \quad \cdots \text{式 (1)}$$

なお、同図右側のスペクトラムは、伝送路 3 1 で雑音が付加されるため、0 ～ $f_s/2$ (f_s はサンプル周波数) に分布することを示している。

このような受信信号 S (n) の反転信号の Z 変換 B は、次式で示される。

【 0 0 2 8 】

$$B = Z [(-1)^n S(n)] = S(-z) \quad \cdots \text{式 (2)}$$

この場合の反転信号は、信号点における信号成分のみに対して行われるために $(-1)^n$ が係数となっている。

そして、このような反転信号 $(-1)^n * S(n)$ と同図（１）に示す受信信号 S (n) とを加算した後の信号 t (n) の Z 変換 C は、次式で与えられる。

$$C = Z [t(n)] = T(z) = (1/2) * [S(z) + S(-z)] \quad \cdots \text{式 (3)}$$

【 0 0 2 9 】

すなわち、信号点における振幅はゼロになり、信号成分 S だけでなく信号 S に重畳されていた雑音成分 N も一緒に除かれる形になる。ここで、信号 t (n) は t (1) , t (3) , , , = 0 のため、次式で表わされる。

【 0 0 3 0 】

$$T(z) = \sum t(2n) * z^{-2n} \quad \dots \text{式 (4)}$$

このようにして得られた同図 (3) に示す信号 $t(n)$ の信号点を間引いた後の信号 D は、次式で表わされる。

$$D = u(n) = T(z^{1/2}) \quad \dots \text{式 (5)}$$

この場合、伝送速度は 192 k B に低下するので、同図 (4) の右図に示すように、スペクトラムは折り返す形となる。

【0031】

最終的な信号 $E = U(z)$ は次式で与えられる。

$$E = [S(z^{1/2}) + S(-z^{1/2})] / 2 \quad \dots \text{式 (6)}$$

このようにして得られた間引信号 $u(n)$ は図 2 に示した補間部 5 に与えられると、図 6 に示す動作を呈する。

【0032】

すなわち、間引部 4 からの信号 $u(n)$ は、同図 (1) に示すサンプル値とスペクトラムを有する雑音成分のみであり、この雑音成分にゼロ点を挿入した信号 $t(n)$ は同図 (2) に示すようなサンプル値とスペクトラムを有し、その Z 変換 A は次式で示される。

【0033】

$$A(z) = \sum t(n) z^{-n} \quad \dots \text{式 (7)}$$

ここで、 $t(1), t(3), \dots = 0$ であるため、

$$A = \sum t(2n) z^{-n} = u(n) z^{-2n} \quad \dots \text{式 (8)}$$

となるので、次式が得られる。

【0034】

$$T(z) = U(z^2) \quad \dots \text{式 (9)}$$

この、信号 $T(z)$ において、ゼロ点の両側の雑音成分 N で補間すると、図 5 (1) に示した受信信号 $S(n)$ と同一の伝送速度を有し、なおかつ雑音成分のみを有する。

【0035】

従って、受信信号 $S(n)$ から、その補間した信号を差し引くことにより、図 4 (2) に示すゼロ点が挿入された送信信号が得られることになる。

なお、同図（１）に示す送信信号を得るためには、ゼロ点を間引けばよい。

上記の説明は、送信信号がどのようにして受信側で再生されるかを示したものであるが、雑音成分のみに着目して雑音成分がどのように除去されるかを示したものが図 7 である。

【 0 0 3 6 】

すなわち、送信信号が 192 kHz ($\pm 96\text{ kHz}$) の伝送帯域を有するとき、これに対してゼロ点挿入を行うと帯域が 2 倍になるとともに、コピー成分が発生してナイキスト伝送路 3 1 へ送られる。

そして、雑音除去部 2 においては、まず雑音分布特性①に示すように、雑音分布は、 $\pm 192\text{ kHz}$ に渡っており、図 1 にも示したように、特に左半分の $-192 \sim 0\text{ kHz}$ の周波数帯域において雑音レベルが高くなっており、 $0 \sim +192\text{ kHz}$ の間は、低い雑音レベルになっている。

【 0 0 3 7 】

この状態で、周波数シフト部 3 によって、 $+96\text{ kHz}$ だけシフトさせると、雑音特性②に示すように、雑音成分 A + B は、雑音特性①に対して $+96\text{ kHz}$ だけシフトされた形になっており、これに伴って、雑音特性①における雑音成分 D は $-192\text{ kHz} \sim -96\text{ kHz}$ に折り返されることになる。これにより、補間予測したい雑音帯域を補間帯域にシフトしたことになり、雑音をより効果的に除去することができる。

【 0 0 3 8 】

なお、 $+96\text{ kHz}$ のシフト量は説明の便宜上の一例にすぎない。

この状態で間引部 5 において間引動作を行うと、周波数が半分になるため、雑音成分 A は $+96 \sim +192\text{ kHz}$ に折り返され、雑音成分 B は $-192 \sim -96\text{ kHz}$ に、雑音成分 C は $-96 \sim 0\text{ kHz}$ に、そして雑音成分 D は $0 \sim +96\text{ kHz}$ に折り返される形となる。ここでは、折り返し成分が最小となる帯域を選定している。

【 0 0 3 9 】

そして補間部 5 においてゼロ点の補間を行い且つ両端の雑音成分 A + C 及び B + D をフィルタ除去すると、雑音特性④に示すように、 $-96 \sim +96\text{ kHz}$ の間

だけ雑音成分 A+C 及び B+D が残ることになる。

そして、この補間した雑音成分を上記の周波数シフトと逆方向に、すなわち -96 kHz だけシフトさせると、雑音特性⑤に示すように $-192\sim 0\text{ kHz}$ の間のみ雑音成分 A+C 及び B+D が残る。

【0040】

従って、このような雑音成分を、雑音特性①に示した全体の雑音成分から減算部 7 において減算することにより、雑音特性⑥に示すように、 $-192\sim 0\text{ kHz}$ における雑音成分 A 及び B は完全に除去されることとなる。なお、雑音成分 C 及び D は残存することになるが、図 1 (2) にも示したように、これらの雑音レベルは低いものであるので S/N 値には大きな影響は及ばさない。

【0041】

このようにして雑音除去がされた受信信号は実質的に送信信号に対応したものとして再生されたことになる。

なお、上記のように周波数シフトを行うのは、例えば補間予測する帯域を雑音の最も多い帯域（この例では低域）に設定し、折り返しとなる周波数帯域に関しては高域の雑音の少ない帯域を選択するためである。

【0042】

上述した図 3 及び図 4 においては、信号点間にゼロ点を 1 個挿入した場合を取り上げたが、図 8 においては、ゼロ点挿入の種々のパターンを示している。

すなわち、同図 (1) の場合には、ゼロ点を信号 S 3 個置きに 1 個挿入し、雑音予測帯域が 96 kHz になる場合を示している。

【0043】

また、同図 (2) の場合には、ゼロ点を信号 S 2 個置きに 1 個挿入した場合を示し、雑音予測帯域は 128 kHz になる。

同図 (3) は上記の例と同様にゼロ点を信号 1 個置きに 1 個挿入したときの例であり、雑音予測帯域は 192 kHz となる。

【0044】

同図 (4) に示す例では、ゼロ点を信号 S 1 個置きに 2 個挿入したときの例を示し、雑音予測帯域は 256 kHz となる。

さらに、同図（５）の場合には、ゼロ点を信号Ｓ１個置きに３個挿入したときの例を示し、雑音予測帯域は２８８ｋＨｚとなる。

【００４５】

図８（４）及び（５）に示すようにゼロ点の数を増大させることにより、より広帯域の雑音をキャンセル可能となり雑音耐力が増す代わりにデータ伝送の速度が低下することがあるが、より劣悪な環境にも耐えられることとなる。

例えば、狭い帯域を通過時には符号間干渉が増えるため、雑音もキャンセルするが信号自体も部分的にキャンセルが行われることとなる。このような場合には、全体の速度を落とし、信号を減衰させることなく雑音も効果的にキャンセルするべくシステムパラメータを最適化すればよい。または、雑音除去部の前段に等化器を挿入すればよい。

【００４６】

また、このゼロ点の挿入個数は受信側で信号品質を判定し、この判定結果に応じてその個数を決定し、送信側へ通知するようにすれば、適応的にゼロ点挿入個数を変化させることが可能となる。

また、例えば、ＰＮ系列（擬似ランダム系列）を用いて、送信側のゼロ点挿入を実施してもよい。これにより、受信側ではランダム雑音に対してＰＮ系列により雑音を補間予測することができる。

【００４７】

ＰＮ系列の例としては、次のものが挙げられる。

・１５チップ：１１１１０１０１１００１００００

・３１チップ：１１１１１００１１０１００１００００１０１０１１１０１１
０００

この場合、画像圧縮方式で行われているようなミューズ方式のように、ゼロ点の挿入点を時間軸をずらしながら順次挿入して行くことも可能である。

【００４８】

その他にもゼロ点挿入の方法には種々あり、システムの特性に合わせて最適化を行えばよい。

図２に示した補間部５は、図９に示すように、種々のフィルタ特性を用いて行

うことができる。

【0049】

すなわち、同図（１）に示すローパスフィルタにおいては、補間予測帯域幅を伝送帯域幅としており、この場合には補間予測帯域幅外の折り返しはないが、フィルタをトランスバーサルフィルタなどで構成した場合にはタップ数が多く除去範囲が狭いという特性を有する。

【0050】

また、同図（２）に示すcos二乗フィルタの場合には、補間予測帯域幅をナイキスト幅としており、タップ数が少なく、除去範囲も広いが、補間予測帯域幅外の折り返しが生ずる特性を有する。

さらに、同図（３）に示すcosフィルタの場合には、やはり補間予測帯域幅はナイキスト幅とするが、この場合にはタップ数が多く演算量が多いとともに、補間予測帯域幅外の折り返しも生ずるという特性がある。

【0051】

さらに、本発明においては、上記の周波数シフト量を、受信信号の雑音周波数成分が大きい周波数帯域を検出し、その周波数帯域に対して自動的に決定することもできる。

さらには、雑音除去の前段又は後段で符号間干渉を取り除くために自動等化処理を行ってもよい。

【0052】

【発明の実施の形態】

図10は、本発明に係る雑音除去方法及び装置を用いたモデムの実施例を示したものである。

すなわち、送信信号SDを、スクランブラー（SCR）11でスクランブル処理するとともにシリアル信号をパラレル信号に変換する。このパラレル信号はベクトル和分回路12において、元々送信信号がグレイコード（G）であったものをナチュラルコード（N）に変換し、さらに、受信側で位相検出するために用いるベクトル差分回路28に対応してベクトル和分演算を行った後、信号発生部13において図3（１）及び図4（１）に示すような送信信号を送出する。

【 0 0 5 3 】

この送信信号は、本発明によるゼロ点挿入部 1 でゼロ点が挿入され、ロールオフフィルタ (R O F) 1 4 で波形整形される。

このロールオフフィルタ 1 4 の出力信号は変調回路 (M O D) 1 5 によって変調を受け、さらに D / A 変換回路 1 6 でデジタル信号からアナログ信号に変換された後、ローパスフィルタ (L P F) 1 7 で電力搬送波の周波数帯域 (1 0 k H z ~ 4 5 0 k H z) を含む低周波帯域のみの信号を抽出して送信線路に送り出す。

【 0 0 5 4 】

このような送信線路からの送信信号を受信線路を介して受信したとき、まずバンドパスフィルタ (B P F) 1 9 において所定の周波数帯域成分 (電力搬送モデムの場合は 1 0 ~ 4 5 0 k H z) のみを抽出し、A / D 変換回路 2 0 においてデジタル信号に戻す。

【 0 0 5 5 】

このデジタル表記されたアナログ信号は、復調回路 (D E M) 2 1 でベースバンドの信号に復調され、ロールオフフィルタ 2 2 で波形整形される。

そして、このロールオフフィルタ 2 2 の出力はタイミング抽出部 2 3 及び V C X O 型 P L L 回路 2 4 に送られることにより、ゼロ点信号の位相が抽出されるとともに、A / D 変換器 2 0 へサンプリングタイミング信号を与えている。

【 0 0 5 6 】

ロールオフフィルタ 2 2 の出力信号は本発明による雑音除去部 2 において伝送路の雑音成分が除去された後、等化器 (E Q L) 2 5 で符号間干渉を取り除き、自動キャリア位相制御器 (C A P C) 2 6 で位相合わせを行い、さらに判定回路 (D E C) 2 7 で雑音を取り除いた信号成分のみを出力する。

【 0 0 5 7 】

そして、ベクトル差分回路 2 8 においてナチュラルコードでベクトル和分回路 1 2 と反対のベクトル差分演算を行った後、グレイコードに戻し、デスクランブラ (D S C R) 2 9 でこのパラレルグレイコードをシリアル信号に変換してデスクランブル処理し、受信信号 R D として出力する。

【 0 0 5 8 】

また、送信クロック発生回路 (TX-CLK) 18 は、送信クロックをゼロ点挿入部 1 と D/A 変換器 16 とに与えるとともに、その他の各部へ分配している。また、受信側においては、受信クロック発生回路 (RX-CLK) 30 が雑音除去部 2 並びに受信部の各部へ受信クロックを抽出して与えている。

【 0 0 5 9 】

なお、受信クロック発生回路 30 は、PLL 回路 24 から抽出されたゼロ点信号を通過させているだけである。また、このゼロ点信号は従来例では単なるシンボルタイミング信号である。

また、図中に網掛け部分で囲んだ部分が透過伝送路としてのナイキスト伝送路 31 に相当している。このナイキスト伝送路は、図 1 (2) に示すように、送信信号点の間隔がナイキスト間隔 (384 k B) で送信されるものである。

【 0 0 6 0 】

図 11 は、図 10 に示した雑音除去部 2 の実施例を示したものであり、図 2 に示した雑音除去部 2 に対応している。

すなわち、受信信号 A (384 k B) は、周波数シフト部 3 において、所望の回転ベクトル信号 B により周波数シフトされた信号 C として出力される。

【 0 0 6 1 】

この信号 C は間引部 4 に送られ、この間引部 4 では、図 10 に示した PLL 回路 24 から抽出されたゼロ点信号 (192 k B) に基づき、図 5 (4) に示した雑音成分のみの信号 D (192 k B) に変換される。

この信号 D は補間部 5 に送られて、そのフィルタ処理により補間された信号 E (384 k B) として出力される。この信号 E は周波数逆シフト部 6 に送られ、周波数シフト部 3 で用いた回転ベクトル信号 B と逆方向にシフトするため、信号 B とは共役複素数を構成する信号 F によって逆回転されて信号 G として出力される。なお、この信号 F は補間部 5 の出力信号とタイミングを合わせるため遅延回路 8 が途中に設けられている。

【 0 0 6 2 】

周波数逆シフト部 6 の出力信号 G は減算器 7 において受信信号 A から減算され

て出力信号Kとなる。なお、この場合も補間部5の出力信号とタイミングを合わせるため遅延回路9が受信信号Aに対して設けられている。

このようにして、雑音除去部2からは、受信信号Aから雑音成分が除去された後の信号Kが出力されることとなる。

【0063】

図12は、図11に示した補間部5の実施例を示しており、この実施例では、ゼロ点挿入部51と補間フィルタ52とで構成されている。

すなわち、間引部4から出力された雑音成分のみの信号D（192kB）に対し、ゼロ点挿入部51が、図6（2）で示したようにゼロ点を雑音間に挿入し、伝送帯域384kBの信号として補間フィルタ52に与える。

【0064】

補間フィルタ52はトランスバーサルフィルタで構成することができ、遅延回路部521と乗算回路522のフィルタ係数 $C_1 \sim C_n$ とにより、図9に示したような種々のフィルタを構成することができる。ここから出力される補間予測信号Eは、図3（4）に示した信号において各ゼロ点での雑音成分 N' がその両側の雑音成分Nによって補間された或る振幅を有する信号として出力される。

【0065】

図13は、図10に示したタイミング抽出部23とVCXO型PLL回路24の実施例を示したものである。この内、タイミング抽出部23は、パワー演算回路（PWR）231とバンドパスフィルタ232とベクトル化回路233とで構成されており、PLL回路24は比較部241とローパスフィルタ242と二次PLL回路243とD/A変換回路244とVCXO（Voltage Controlled Crystal Oscillator:電圧制御水晶発振器）回路245と分周器246とで構成されている。

【0066】

すなわち、ローパスフィルタ22から出力されたベクトル信号はパワー演算回路231で二乗演算されてパワーが計算される。この時のスペクトラムを示したものが図14に示されており、写真の中央に出ている線スペクトラムが192kHzのゼロ点信号を示している。すなわち、送信側では、定期的にゼロ点を送

信しているため、エネルギーはこの区間はゼロであるが、ゼロ点の挿入度合いに応じたパワースペクトラムを抽出することが可能となる。

【 0 0 6 7 】

このようにして得たパワー値をバンドパスフィルタ 2 3 2 に通す。この例では、1 9 2 k H z を中心周波数とするバンドパスフィルタを用いているので所望のゼロ点信号情報を出力してベクトル化回路 2 3 3 に送る。

ベクトル化回路 2 3 3 では、入力信号を 9 0 度位相の異なった信号で合成することによりベクトル化し、タイミング位相情報として P L L 回路 2 4 に与える。

【 0 0 6 8 】

P L L 回路 2 4 においては、まず比較部 2 4 1 において、ベクトル化回路 2 3 3 からのタイミング位相情報と予め分かっている基準点の位相とを比較してその位相差をローパスフィルタ 2 4 2 で低域成分のみとし、2 つの積分器で構成された二次 P L L 回路 2 4 3 と D / A 変換回路 2 4 4 で V C X O 2 4 5 の制御電圧を制御する。

【 0 0 6 9 】

そして分周器 2 4 6 で分周した後、比較部 2 4 1 へフィードバックすることにより基準点との比較を実施する。これにより、ベクトル化回路 2 3 3 からのタイミング位相情報と基準点との位相差を引き込み、同期が確立したゼロ点信号を抽出することができる。また、V C X O 回路 2 4 5 からは、A / D 変換器 1 6 へのサンプルタイミング信号が出力され、最終的に比較部 2 4 1 にバックされ位相同期ループを構成する。

【 0 0 7 0 】

上記の実施例では、送信信号に挿入するゼロ点は図 8 に示したように種々の実施例が考えられるが、このゼロ点間隔は固定する必要はなく、図 1 5 に示すように制御することも可能である。

すなわち、全二重伝送路 3 1 a 及び 3 1 b を挟んで 2 つの送信部 3 4 及び 3 8 がそれぞれ受信部 3 5 及び 3 9 と接続されている送受信系統において、受信部 3 5 からの出力信号により信号品質を判定する判定部 3 6 を設け、この判定結果をゼロ点挿入個数設定通知部 3 7 に与えると、このゼロ点挿入個数設定通知部 3 7

はゼロ点挿入個数を決定し、この情報を伝送路 3 1 b 経由でゼロ点挿入個数設定通知部 4 1 に通知して送信部 3 4 のゼロ点個数を設定する。

【 0 0 7 1 】

同様にして、送信部 3 8 から伝送路 3 1 b を介して受信部 3 9 で受信した信号に基づき、信号品質判定部 3 6 と同様に設けた信号品質判定部 4 0 で信号品質が判定され、この判定結果に基づいてゼロ点挿入個数設定通知部 4 1 がゼロ点挿入個数を決定して送信部 3 8 へ通知すると、この送信部 3 8 においても送信部 3 4 と同様にしてゼロ点の挿入制御を行う。

【 0 0 7 2 】

従って、図 8 に示したようなゼロ点間隔は、伝送路の信号品質に基づいて適応的に変えることが可能となる。

上記の周波数シフト部 3 においては、図 1 1 に示したように、一定の回転ベクトル信号 B を与えているが、このベクトル信号を自動的に変えることも可能である。

【 0 0 7 3 】

図 1 6 はこのような自動周波数シフトを行う構成例を示しており、この構成においては、図 1 1 の雑音除去部 2 に対して、乗算器 4 2, 4 3 と間引部 4 4, 4 5 と、FFT 演算部 4 6, 4 7 と、シフト量決定部 4 8 とが新たに設けられている。

【 0 0 7 4 】

動作において、ロールオフフィルタ 2 2 の出力を乗算部 4 2 及び 4 3 においてそれぞれ互いに 9 0 度周波数をずらしたキャリア信号 $\Delta f 1$ と $\Delta f 2$ とを乗算し、間引部 4 4 及び 4 5 においてそれぞれ 1 9 2 k B の速度の信号に間引いた後、FFT 演算部 4 6 及び 4 7 において周波数信号に変換し、どの周波数帯域が最も雑音帯域が大きいかを周波数シフト量決定部 4 8 で決定し、この決定した周波数シフト量を周波数シフト部 3 に与えている。

【 0 0 7 5 】

なお、FFT 演算部を 2 個用いているのは、その入力信号の周波数帯域が 1 9 2 k B と全帯域の半分であるからである。

図 1 7 には、周波数シフト量を種々変化させた場合の雑音の低減状態が示されており、この場合には、 $128\text{ kHz} \sim 224\text{ kHz}$ の範囲が最も低減効果が大きいことが分かる。

【 0 0 7 6 】

ここで、所望の雑音除去範囲に対してどのような周波数シフトが決定されるかを、図 1 8 を参照して以下に説明する。

まず、電力線搬送通信の例では、特別搬送 AM 変調方式として 165.2 kHz ($165\text{ kHz} + 0.24\text{ kHz} = 165.24\text{ kHz}$)、同 PM 変調方式として 162 kHz ($132\text{ kHz} + 30\text{ kHz} = 162\text{ kHz}$) が規定されているため、雑音除去範囲としては、雑音除去部 2 の補間フィルタ 5 2 (図 1 2 参照) が、図 9 (2) に示したように、ロールオフ率 14.5% の COS 二乗フィルタを用いた場合、このロールオフ率を考慮して、 174 kHz 以下で 10 kHz 以上 ($10\text{ kHz} \sim 174\text{ kHz}$) の雑音をキャンセルできることとなり方式共存ができ、望ましい。

【 0 0 7 7 】

これを伝送路帯域で示したものが同図 (1) であり、 $10\text{ kHz} \sim 450\text{ kHz}$ の許容伝送帯域は 230 kHz を中心周波数としており、雑音除去範囲 $10\text{ kHz} \sim 174\text{ kHz}$ は網掛部分に相当している。

このような伝送帯域の信号が、図 1 0 に示したモデムのロールオフフィルタ 2 から出力されたときのベースバンド信号帯域が図 1 8 (2) に示されている。この場合には、 0 kHz を中心として $\pm 192\text{ kHz}$ の帯域になる。従って、同図 (1) の $10\text{ kHz} \sim 174\text{ kHz}$ は、同図 (2) では $-220\text{ kHz} \sim -56\text{ kHz}$ に対応する。

【 0 0 7 8 】

一方、補間フィルタ 5 2 が処理する周波数帯域は、間引部 4 で半分に間引かれ周波数帯域が半分の 192 kHz になっているため、COS 二乗フィルタのロールオフ率 14.5% を考慮すると、 164 kHz となるので、ベースバンド帯域としては、 $164 / 2 = \pm 82\text{ kHz}$ となる。

【 0 0 7 9 】

したがって、補間フィルタ 5 2 の上限周波数 + 8 2 k H z が、同図 (2) の雑音帯域の上限周波数 - 5 6 k H z と一致するためには、 $5 6 + 8 2 = 1 3 8$ k H z だけシフトすればよいことになる。図 7 の例では、説明の便宜上、+ 9 6 k H z を用いただけである。

【 0 0 8 0 】

なお、図 1 6 に示したような自動周波数シフトを行う場合には、図 1 8 (1) の雑音帯域 1 0 k H z ~ 1 7 4 k H z 自体が移動することになる。

また、図 1 0 に示した実施例においては、本発明の雑音除去部 2 が、ロールオフフィルタ 2 2 の出力信号をそのまま入力しているが、図 1 9 に示す変形例のように、復調器／ロールオフフィルタ (D E M / R O F) 2 1 (図 1 0 のフィルタ 2 2 に対応) の出力側 (雑音除去部 2 の前段) に等化器 (E Q L) 3 3 を設け、符号間干渉を事前に取り除くようにすればより効果的な雑音除去が可能となる。

【 0 0 8 1 】

この場合、等化器 3 3 では例えば時間等化を行い、等化器 2 5 では例えば周波数等化を行うというように等化処理を分担することになる。

また、この等化器として時間等化と周波数等化が A D S L の分野では知られているが、時間軸等化だけでも極めて大きな効果が得られる。

【 0 0 8 2 】

(付 記 1)

時間と振幅と位相が特定された信号を含む受信信号から雑音成分を補間予測するステップと、

該雑音成分を該受信信号から除去して送信された元の信号を再生するステップと、

を備えたことを特徴とする雑音除去方法。

【 0 0 8 3 】

(付 記 2)

送信側で定期的に信号にゼロ点を挿入するステップと、

受信側で、該ゼロ点を用いて受信信号の雑音成分を補間予測するステップと、

該雑音成分を該受信信号から差し引くことで送信された元の信号を再生するス

テップと、

を備えたことを特徴とする雑音除去方法。

【 0 0 8 4 】

(付記 3) 付記 2 において、

該ゼロ点を、整数サンプル数間隔毎に1個以上挿入することを特徴とした雑音除去方法。

(付記 4) 付記 3 において、

該ゼロ点の挿入個数は、該受信側で信号品質を判定することにより決定されて該送信側へ通知されることを特徴とした雑音除去方法。

【 0 0 8 5 】

(付記 5) 付記 1 から 4 のいずれかにおいて、

該受信信号の伝送路が、透過伝送路であることを特徴とした雑音除去方法。

(付記 6) 付記 5 において、

該透過伝送路が、ナイキスト伝送路であることを特徴とした雑音除去方法。

【 0 0 8 6 】

(付記 7) 付記 1 又は 2 において、

該補間予測するステップが、該受信信号を所望の周波数帯域に周波数シフトさせた後、該ゼロ点に応じて間引を行い、さらに補間を行った後、該元の信号に合わせるために該周波数シフトを逆方向に行って該受信信号の雑音成分を生成するステップを含むことを特徴とした雑音除去方法。

【 0 0 8 7 】

(付記 8) 付記 7 において、

該補間ステップとして、該間引いた信号に対してゼロ点を挿入し、さらに補間予測帯域幅を伝送帯域幅とするローパスフィルタ処理を行うことを特徴とした雑音除去方法。

【 0 0 8 8 】

(付記 9) 付記 8 において、

該ローパスフィルタ処理が、該補間予測帯域幅をナイキスト幅とする \cos 二乗フィルタ処理であることを特徴とした雑音除去方法。

(付記 1 0) 付記 8 において、

該ローパスフィルタ処理が、該補間予測帯域幅をナイキスト幅とする \cos フィルタ処理であることを特徴とした雑音除去方法。

【 0 0 8 9 】

(付記 1 1) 付記 7 において、

該受信信号の雑音周波数成分が大きい周波数帯域を検出し、該周波数帯域に対して該周波数シフト量を自動的に決定することを特徴とした雑音除去方法。

(付記 1 2) 付記 1 から 1 1 のいずれかにおいて、

雑音除去の前段又は後段で符号間干渉を取り除くために自動等化処理をさらに行うことを特徴とした雑音除去方法。

【 0 0 9 0 】

(付記 1 3)

時間と振幅と位相が特定された信号を含む受信信号から雑音成分を補間予測する手段と、

該雑音成分を該受信信号から除去して送信された元の信号を再生する手段と、
を備えたことを特徴とする雑音除去装置。

【 0 0 9 1 】

(付記 1 4)

送信側で定期的に信号にゼロ点を挿入する手段と、

受信側で、該ゼロ点を用いて受信信号の雑音成分を補間予測する手段と、

該雑音成分を該受信信号から差し引くことで送信された元の信号を再生する手段と、

を備えたことを特徴とする雑音除去装置。

【 0 0 9 2 】

(付記 1 5) 付記 1 4 において、

該ゼロ点が、整数サンプル数間隔毎に 1 個以上挿入されることを特徴とした雑音除去装置。

(付記 1 6) 付記 1 4 において、

該ゼロ点の挿入個数は、該受信信号の信号品質を判定することにより決定され

て該送信側へ通知されることを特徴とした雑音除去装置。

【0093】

(付記17) 付記13から15のいずれかにおいて、
該受信信号の伝送路が、透過伝送路であることを特徴とした雑音除去装置。

(付記18) 付記17において、
該透過伝送路が、ナイキスト伝送路であることを特徴とした雑音除去装置。

【0094】

(付記19) 付記14又は15において、
該補間予測する手段が、該受信信号を所望の周波数帯域に周波数シフトさせる手段と、その後、該ゼロ点に応じて間引を行う手段と、さらに補間を行う手段と、該元の信号に合わせるために該周波数シフトを逆方向に行って元の周波数帯域に戻すことにより該受信信号の雑音成分を生成する手段とを含むことを特徴とした雑音除去装置。

【0095】

(付記20) 付記19において、
該補間手段が、該間引いた信号に対してゼロ点を挿入する回路と、さらに補間予測帯域幅を伝送帯域幅とするローパスフィルタとを含むことを特徴とした雑音除去装置。

【0096】

(付記21) 付記20において、
該ローパスフィルタが、該補間予測帯域幅をナイキスト幅とする \cos 二乗フィルタであることを特徴とした雑音除去装置。

(付記22) 付記20において、
該ローパスフィルタが、該補間予測帯域幅をナイキスト幅とする \cos フィルタであることを特徴とした雑音除去装置。

【0097】

(付記23) 付記19において、
該周波数シフトさせる手段が、該受信信号の雑音周波数成分が大きい周波数帯域を検出し、該周波数帯域に対して自動的に行う手段を含むことを特徴とした雑

音除去装置。

【0098】

(付記24) 付記1から23のいずれかにおいて、

雑音除去の前段又は後段で符号間干渉を取り除くために自動等化器をさらに設けたことを特徴とした雑音除去装置。

【0099】

【発明の効果】

以上説明したように本発明に係る雑音除去方法及び装置によれば、時間軸と振幅と位相が特定された信号又はゼロ点信号を送信信号に挿入し、この特定信号またはゼロ点を用いて受信信号の雑音成分を補間予測し、その雑音成分を受信信号から差し引くことで送信された元の信号を再生するように構成したので、雑音の多い環境、特に電力線搬送のような S/N 値がマイナスの状況でも、信号の減衰が少ない低域での効果的な雑音キャンセルにより高速でデータ伝送を実現することが可能となる。

【0100】

また、電力線搬送モデムに限らず、CATVモデムやADSLモデム、VDSLモデム、2.4Gの無線LANや無線伝送分野や光伝送分野などにおいても同様に適応される。

さらには、磁気ディスクのように高速化することで雑音に埋もれてしまうような信号に対しても正確に信号を取り出し高記録密度を実現することが可能である。

【0101】

そして、さらには半導体における多値伝送技術においてもその雑音から信号を取り出す過程に用いることができ半導体性能の高速化に貢献することができる。さらには音声認識、画像圧縮、バーコードスキャナの復調など種々雑音で悩まされている分野に適用が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明に係る雑音除去方法及び装置の基本原理を説明するためのグラフ図であ

る。

【図 2】

本発明の基本構成を従来例と比較したブロック図である。

【図 3】

本発明の動作概要を示した図である。

【図 4】

本発明の送信側動作を詳しく示した図である。

【図 5】

本発明の間引動作を説明した図である。

【図 6】

本発明の補間動作を説明した図である。

【図 7】

本発明の雑音成分の除去プロセスを示した図である。

【図 8】

本発明によるゼロ点挿入の種々の態様を示した図である。

【図 9】

本発明に用いる補間フィルタ例を示した図である。

【図 10】

本発明をモデムに適用した実施例を示したブロック図である。

【図 11】

本発明に用いる雑音除去部の実施例を示したブロック図である。

【図 12】

本発明に用いる補間部の実施例を示したブロック図である。

【図 13】

本発明に用いるタイミング抽出部及び VCXO 型 PLL 回路の実施例を示したブロック図である。

【図 14】

本発明によるタイミング抽出部の波形図である。

【図 15】

本発明によるゼロ点のシステム制御例を示したブロック図である。

【図 1 6】

本発明による自動周波数シフトの構成例を示したブロック図である。

【図 1 7】

本発明による周波数シフト量による雑音の低減例を示した図である。

【図 1 8】

本発明により除去したい雑音帯域に対して周波数シフト量を求める一例を示した周波数帯域図である。

【図 1 9】

本発明の変形例（等化器付加の場合）を示したブロック図である。

【図 2 0】

本発明の適用分野を説明するための概略図である。

【図 2 1】

従来の問題点を説明するための図である。

【符号の説明】

- 1 特定信号（ゼロ点）挿入部
- 2 雑音除去部
- 3 周波数シフト部
- 4, 4 4, 4 5 間引部（DCM）
- 5 補間部（IPL）
- 6 周波数逆シフト部
- 7 減算部
- 8, 9 遅延回路
- 1 1 スクランプラ（SCR）
- 1 2 ベクトル和分回路
- 1 3 信号発生部
- 1 4, 2 2 ロールオフフィルタ（ROF）
- 1 5 変調器（MOD）
- 1 6, 2 4 4 D/A変換器

- 1 7, 2 4 2 ローパスフィルタ (L P F)
- 1 8 送信クロック発生回路 (T X - C L K)
- 1 9, 2 3 2 バンドパスフィルタ (B P F)
- 2 0 A / D 変換器
- 2 1 復調器 (D E M)
- 2 3 タイミング抽出器
- 2 4 P L L 回路
- 2 5, 3 3 等化器 (E Q L)
- 2 6 キャリア自動位相制御器 (C A P C)
- 2 7 判定部 (D E C)
- 2 8 ベクトル差分演算部
- 2 9 デスクランブラ (D S C R)
- 3 0 受信クロック分配部
- 3 1 a, 3 1 b ナイキスト伝送路
- 5 1 ゼロ点挿入部
- 5 2 補間フィルタ
- 2 3 1 パワー演算部 (P W R)
- 2 3 3 ベクトル化回路
- 2 4 1 比較部
- 2 4 3 二次 P L L 回路
- 2 4 5 V C X O
- 2 4 6 分周器
- 3 6, 4 0 信号品質判定部
- 3 7, 4 1 ゼロ点挿入個数設定通知部
- 4 2, 4 3 乗算器
- 4 6, 4 7 F F T
- 4 8 周波数シフト量決定部

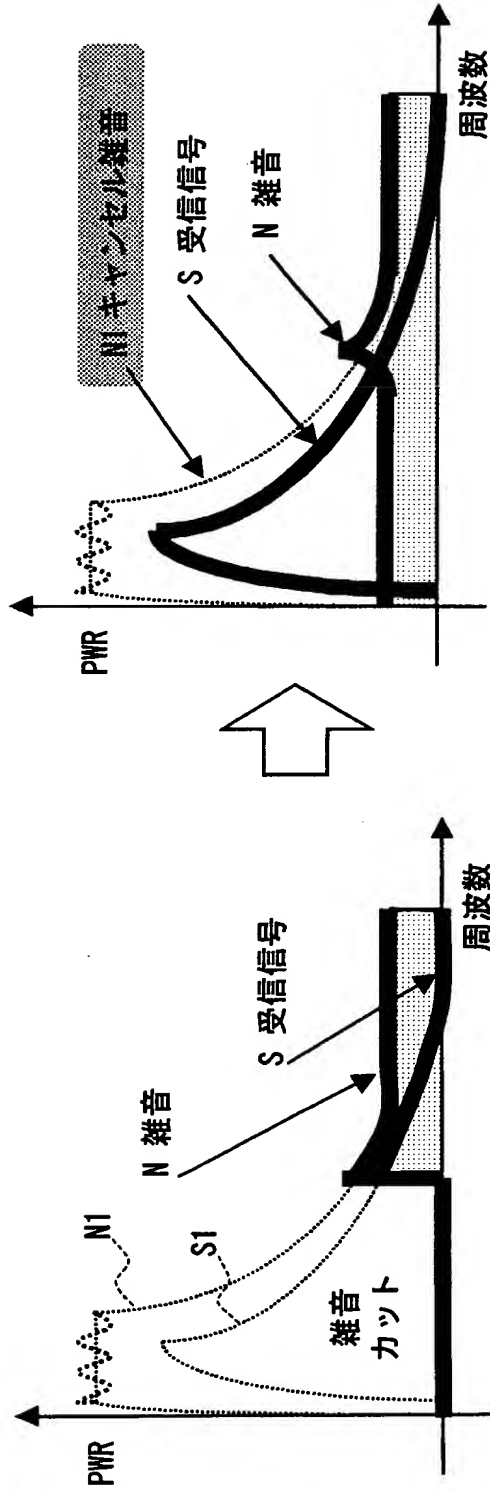
図中、同一符号は同一又は相当部分を示す。

【書類名】

図面

【図 1】

本発明の基本原理解説明図

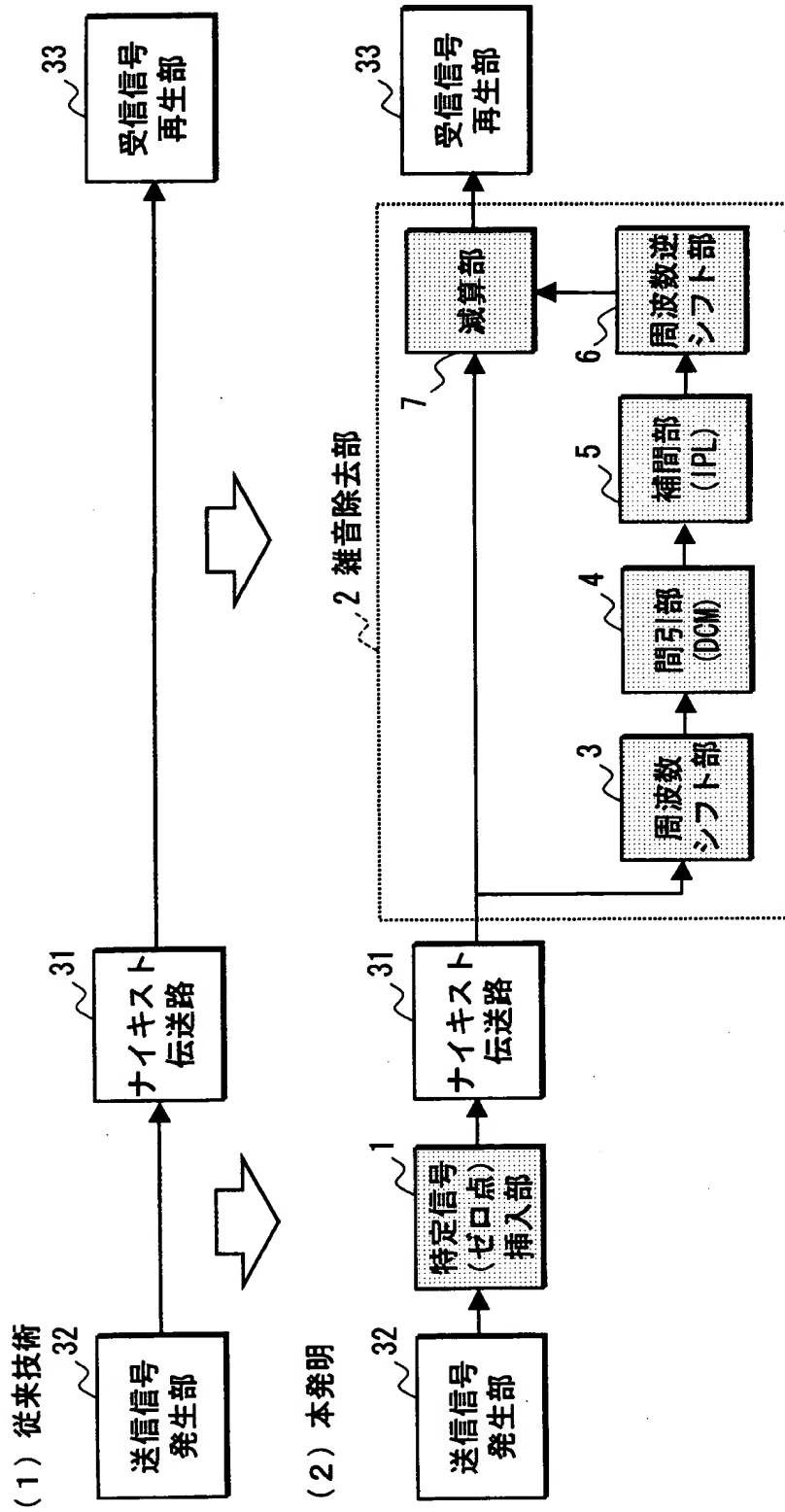


(2) 本発明

(1) 従来例

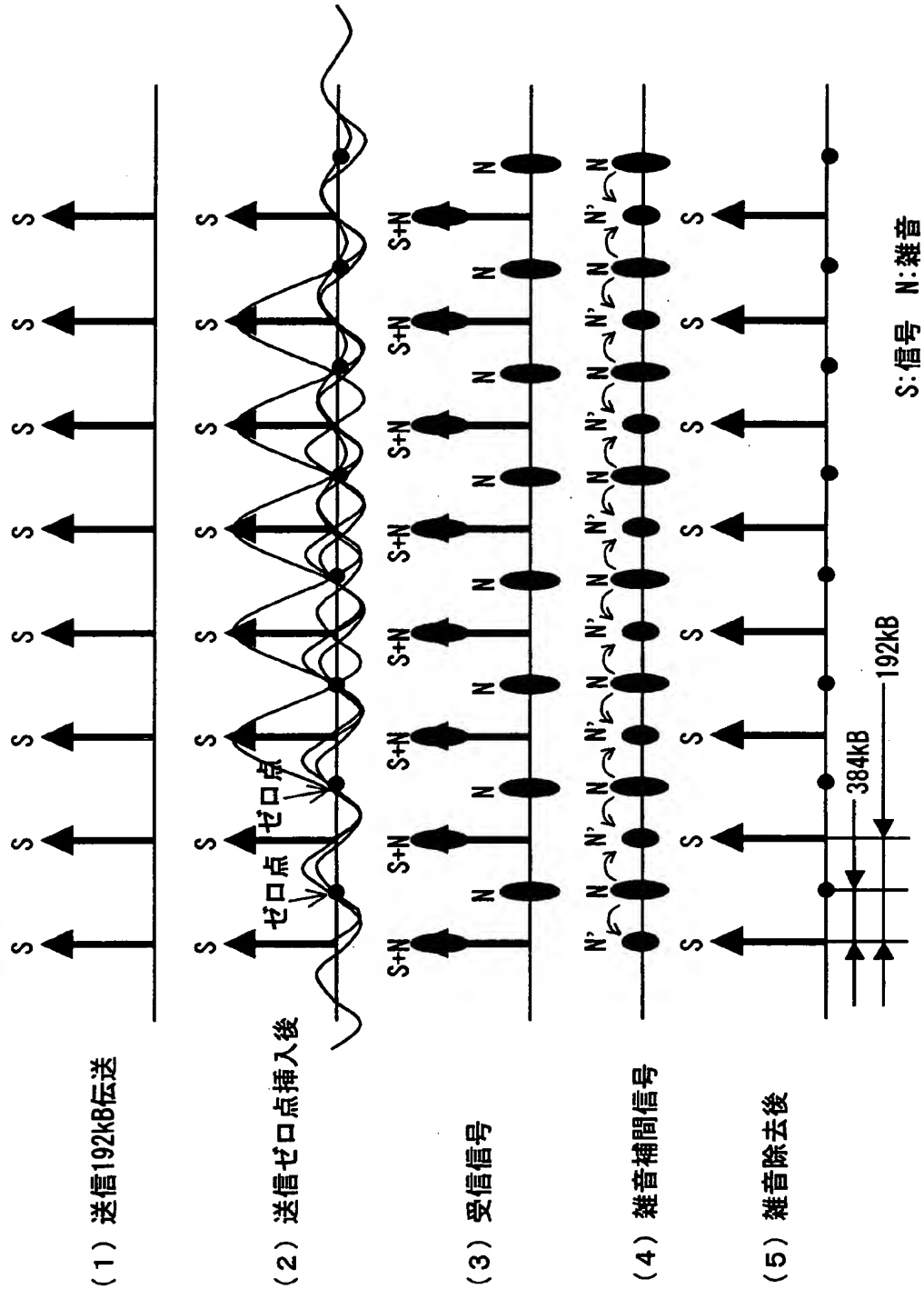
【図 2】

本発明の基本構成を従来例と比較した図



【図 3】

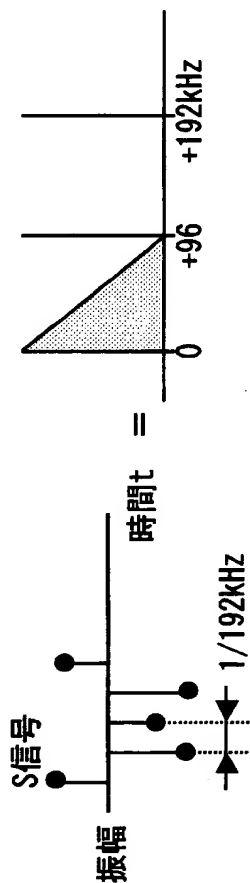
本発明の動作概要図 (192kB伝送時)



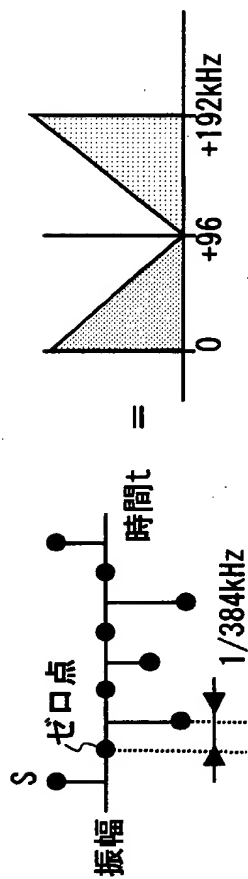
【図 4】

本発明の送信側動作詳細図(192kB送信時:時間軸EYE)

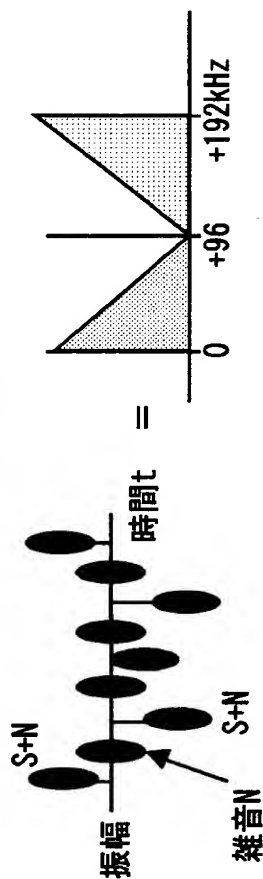
(1) 送信側信号点 (送信信号点発生後 192kB送信時)



(2) 送信側信号点 (ゼロ点挿入後 384kB)

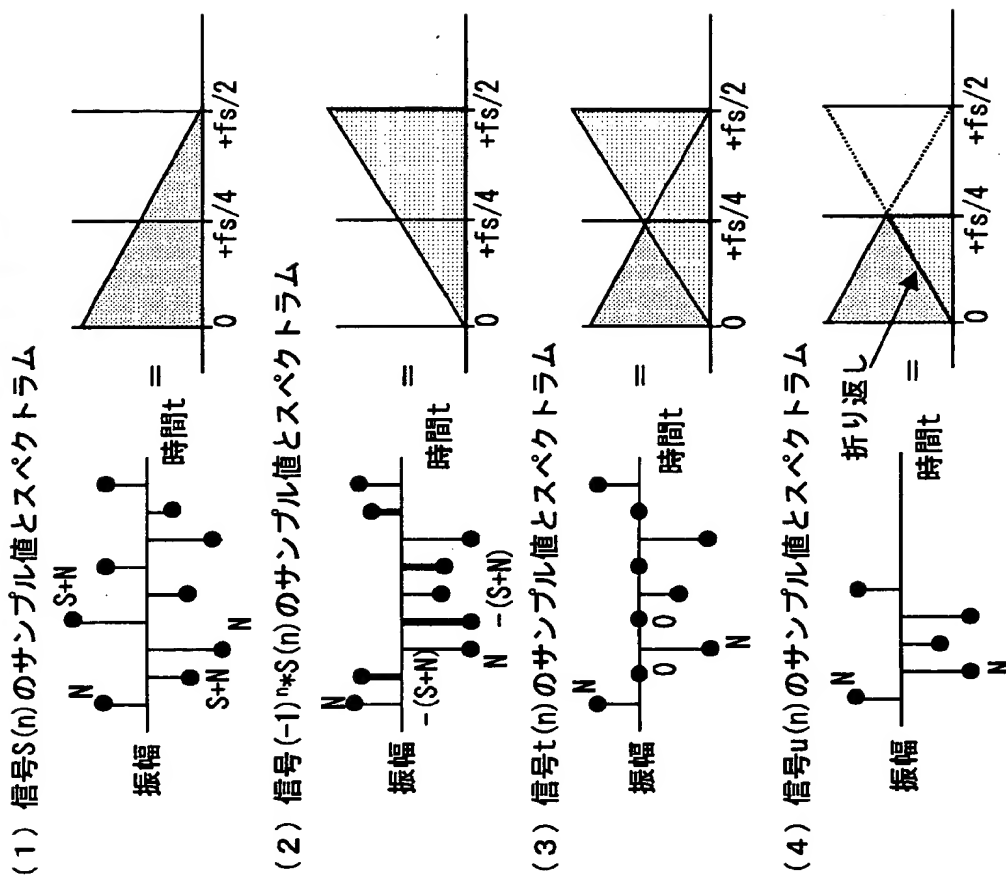


(3) 受信側信号点 (ナイキスト伝送路後 384kB)



【図 5】

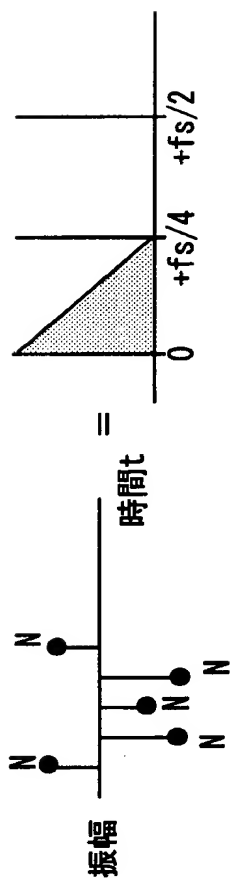
本発明の間引部の動作説明図



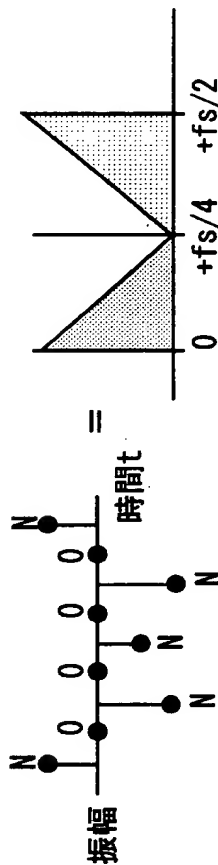
【図 6】

本発明の補間部の動作説明図

(1) 信号 $u(n)$ のサンプル値とスペクトラム

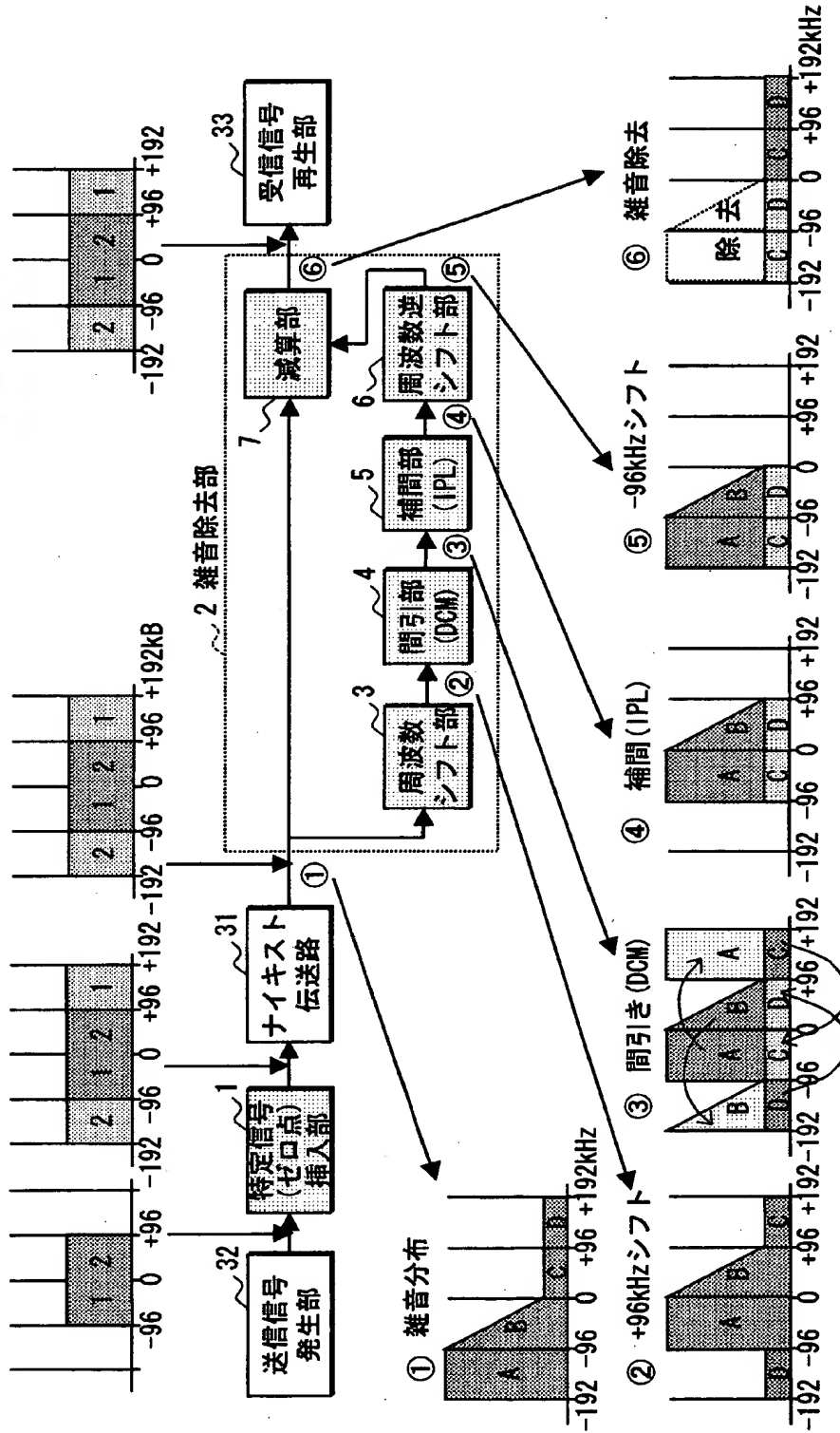


(2) 信号 $t(n)$ のサンプル値とスペクトラム



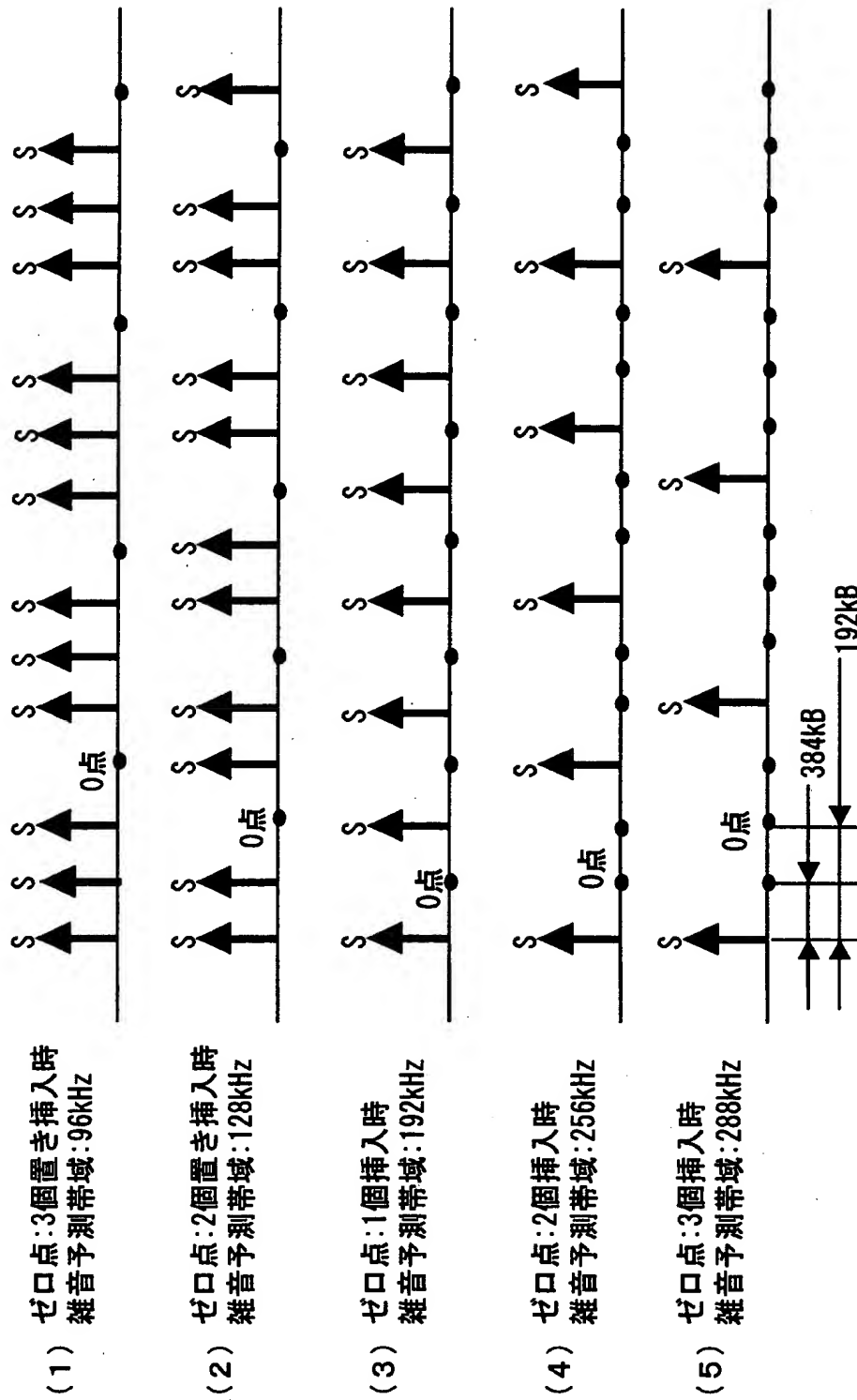
【図 7】

本発明の雑音成分の除去プロセス(192kB伝送時の概略動作)



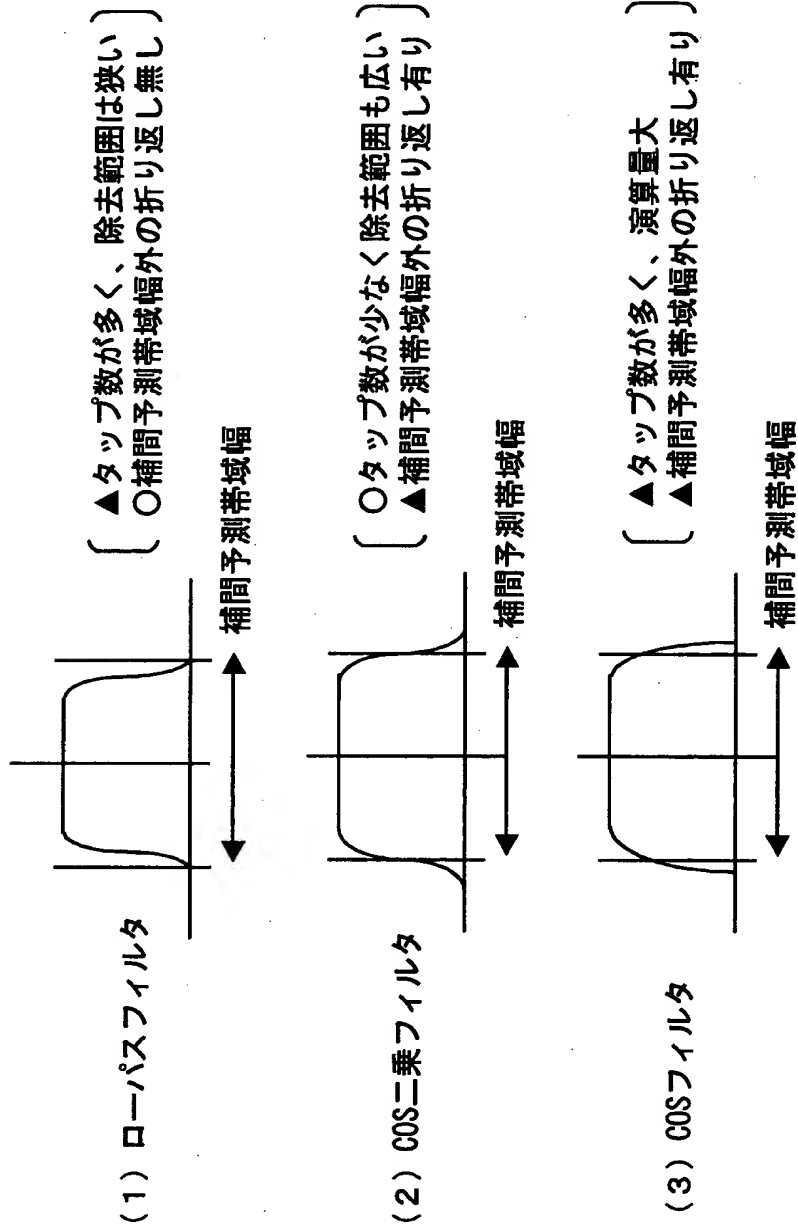
【図 8】

ゼロ点挿入の態様



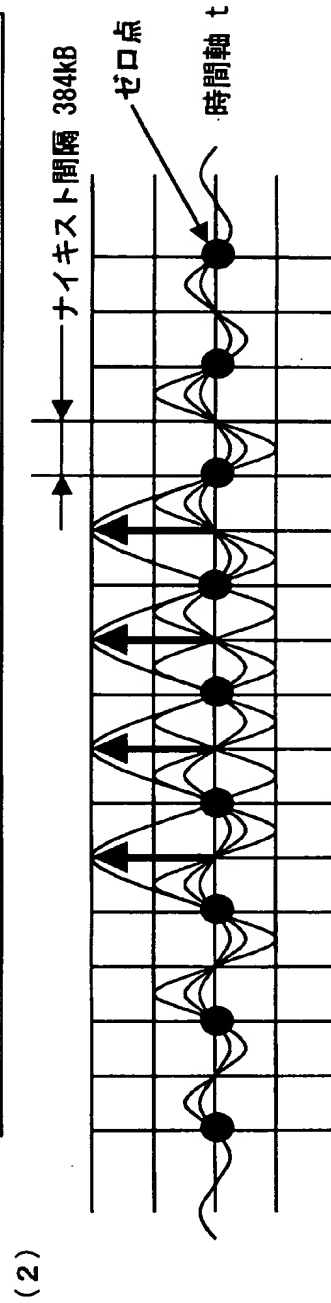
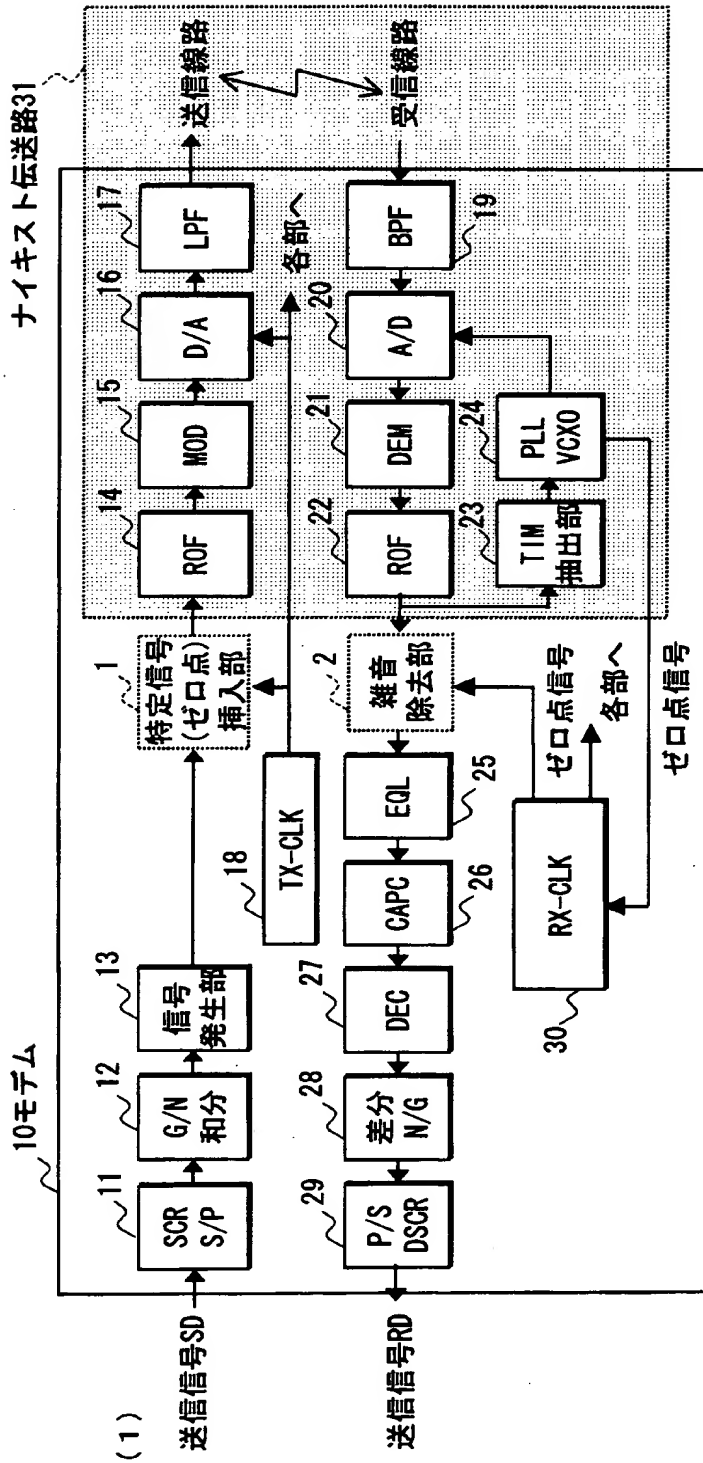
【図 9】

補間フィルタ例



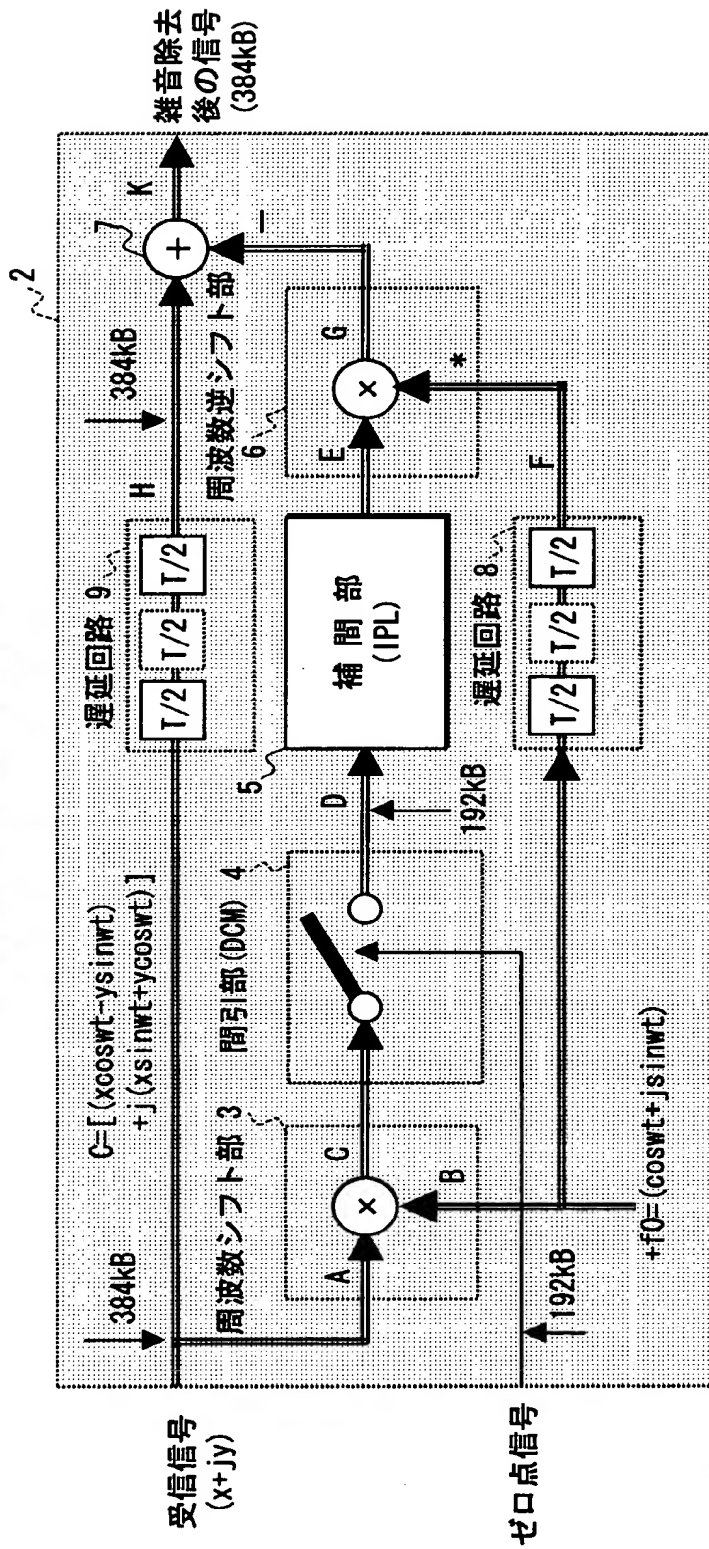
【図 10】

本発明の実施例（モデム）



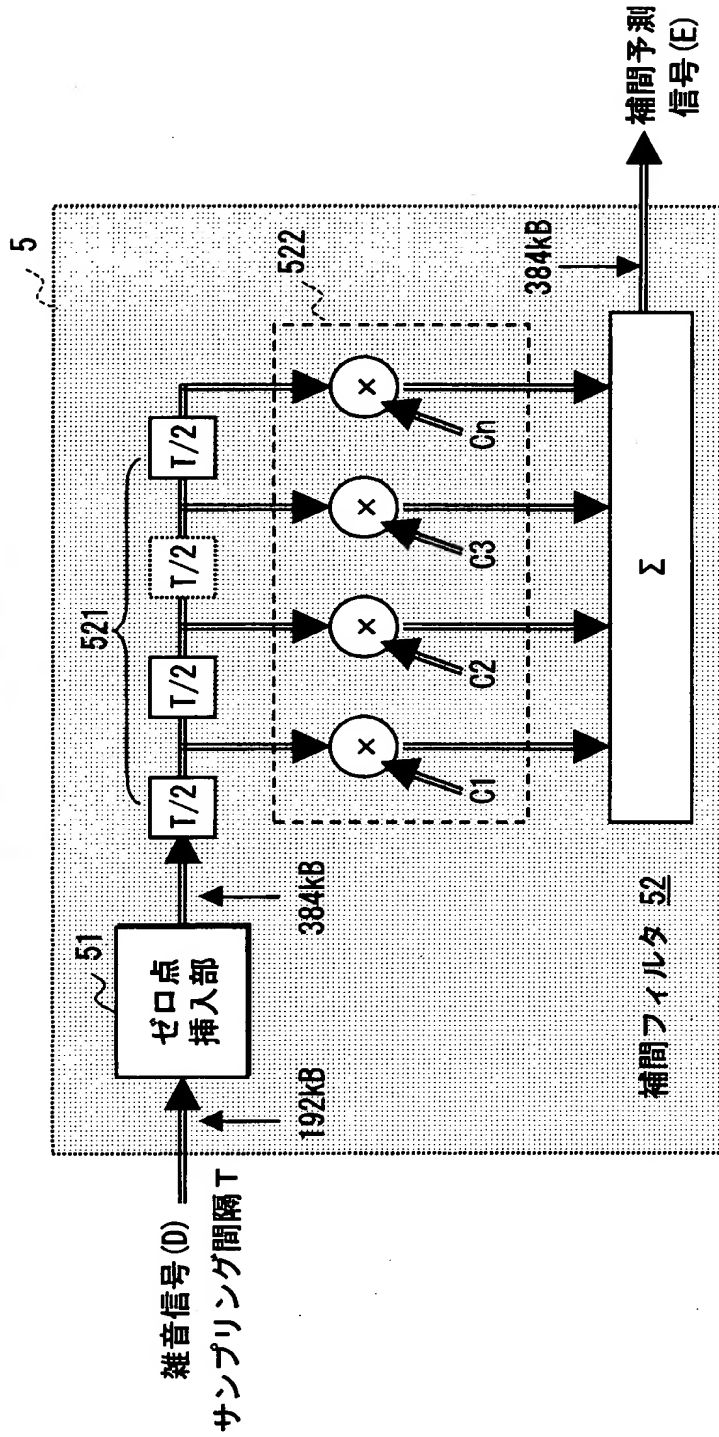
【図 11】

雑音除去部の実施例

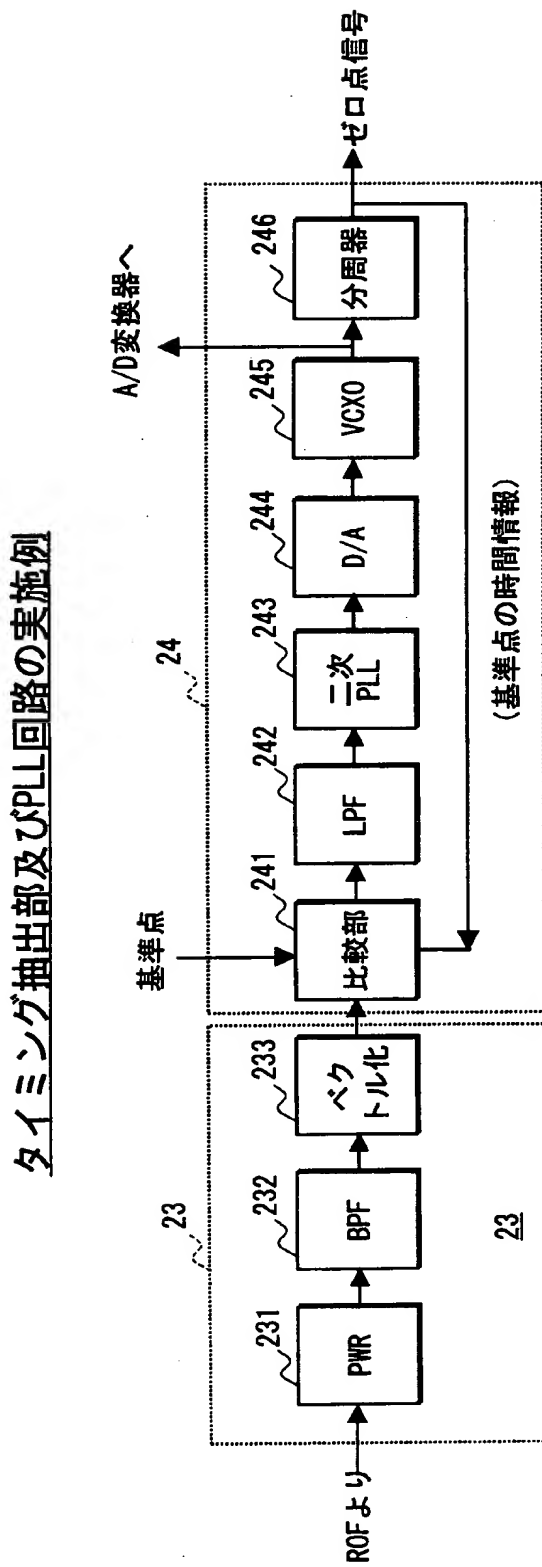


【図 12】

補間部の実施例

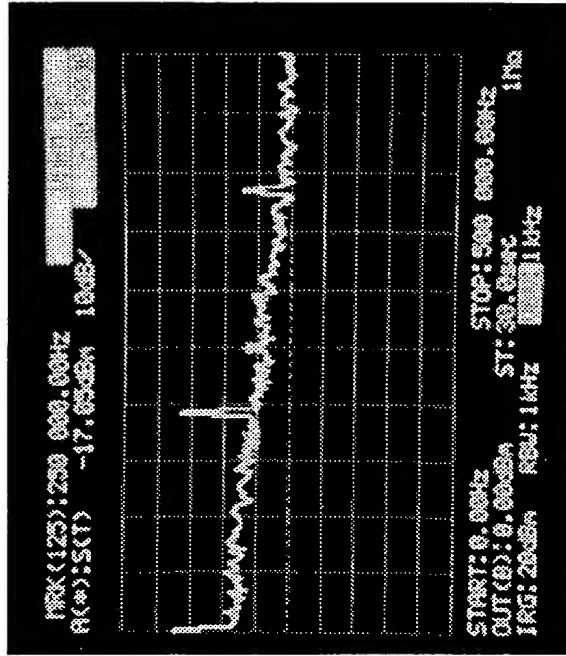


【図 13】



【図 14】

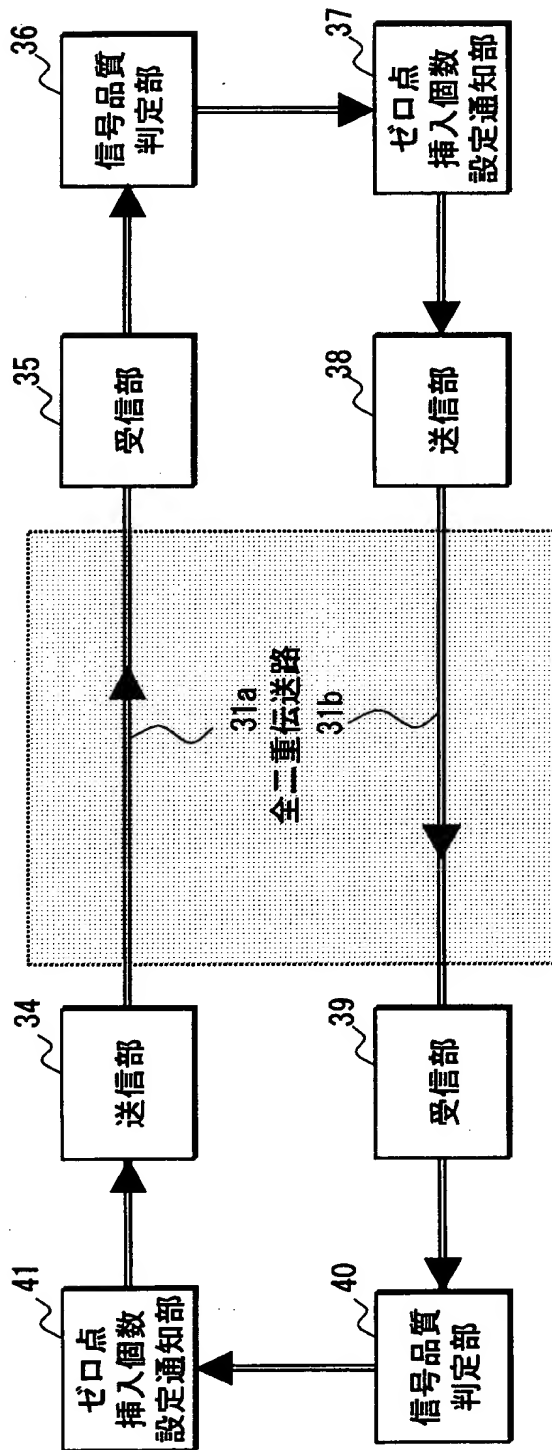
タイミング抽出部による受信信号のパワースペクトラム波形図



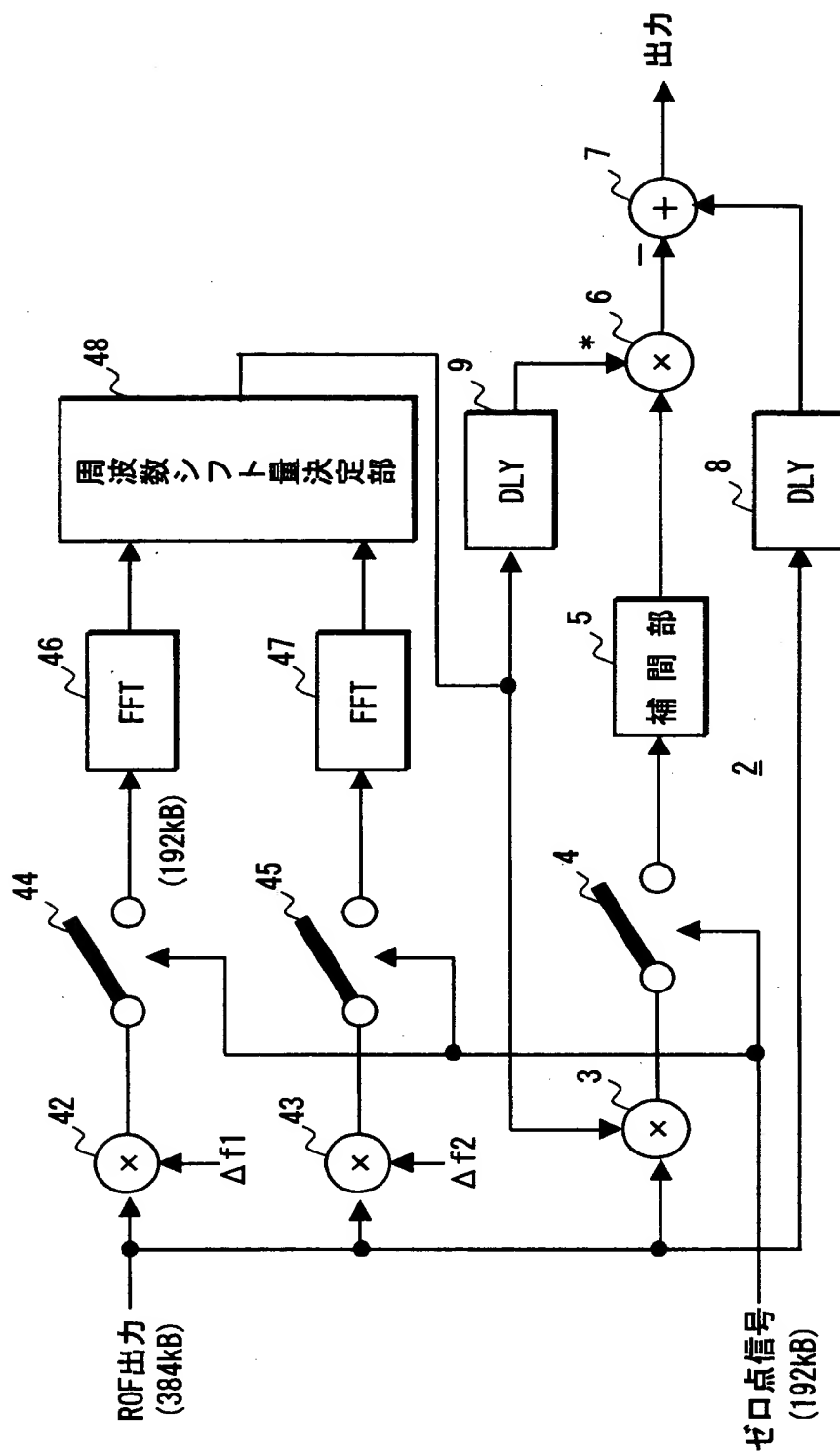
(写真の中央に出ている線スペクトラムが192kHzのゼロ点信号)

【図15】

ゼロ点のシステム制御例

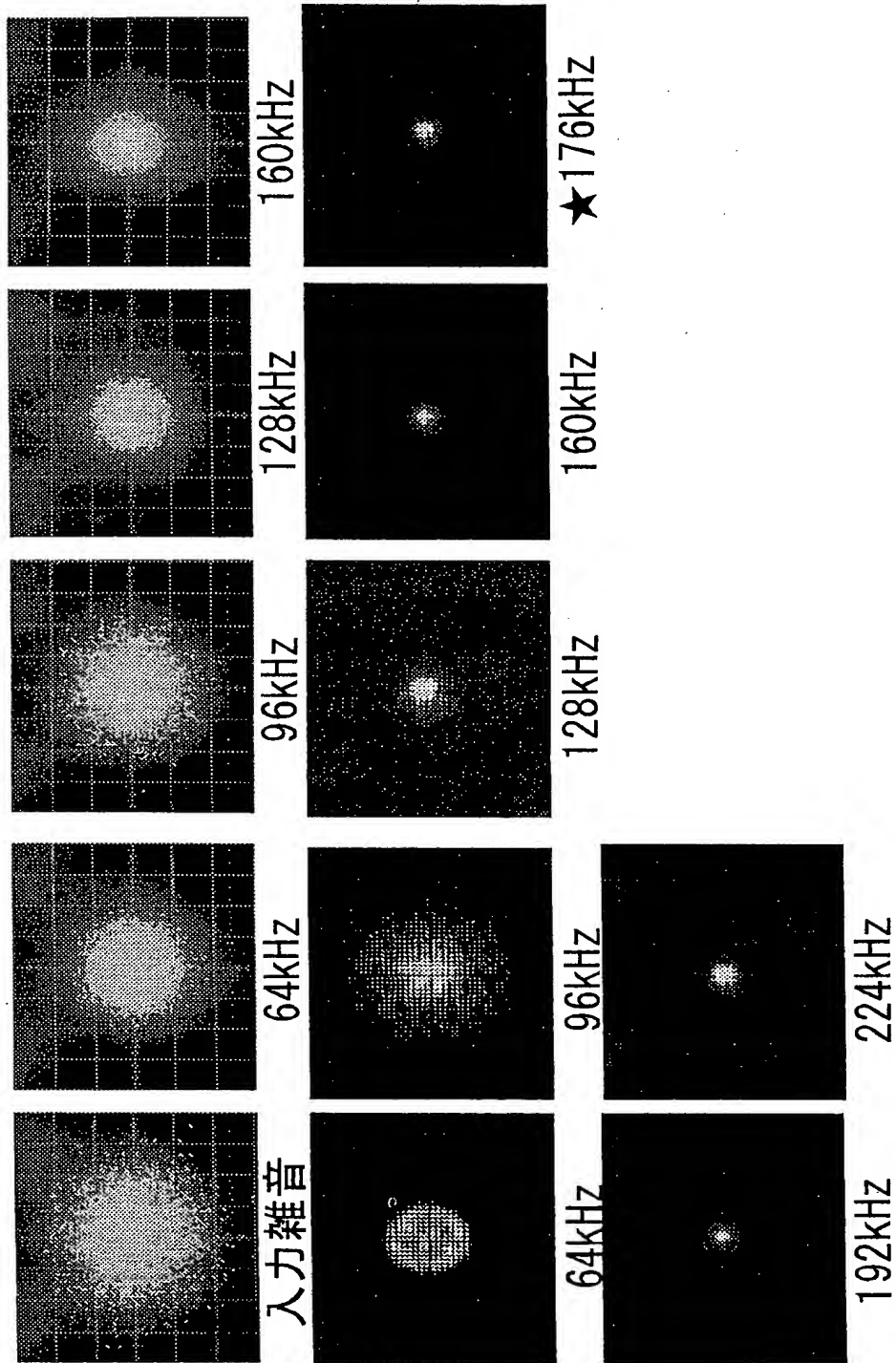


【图 16】



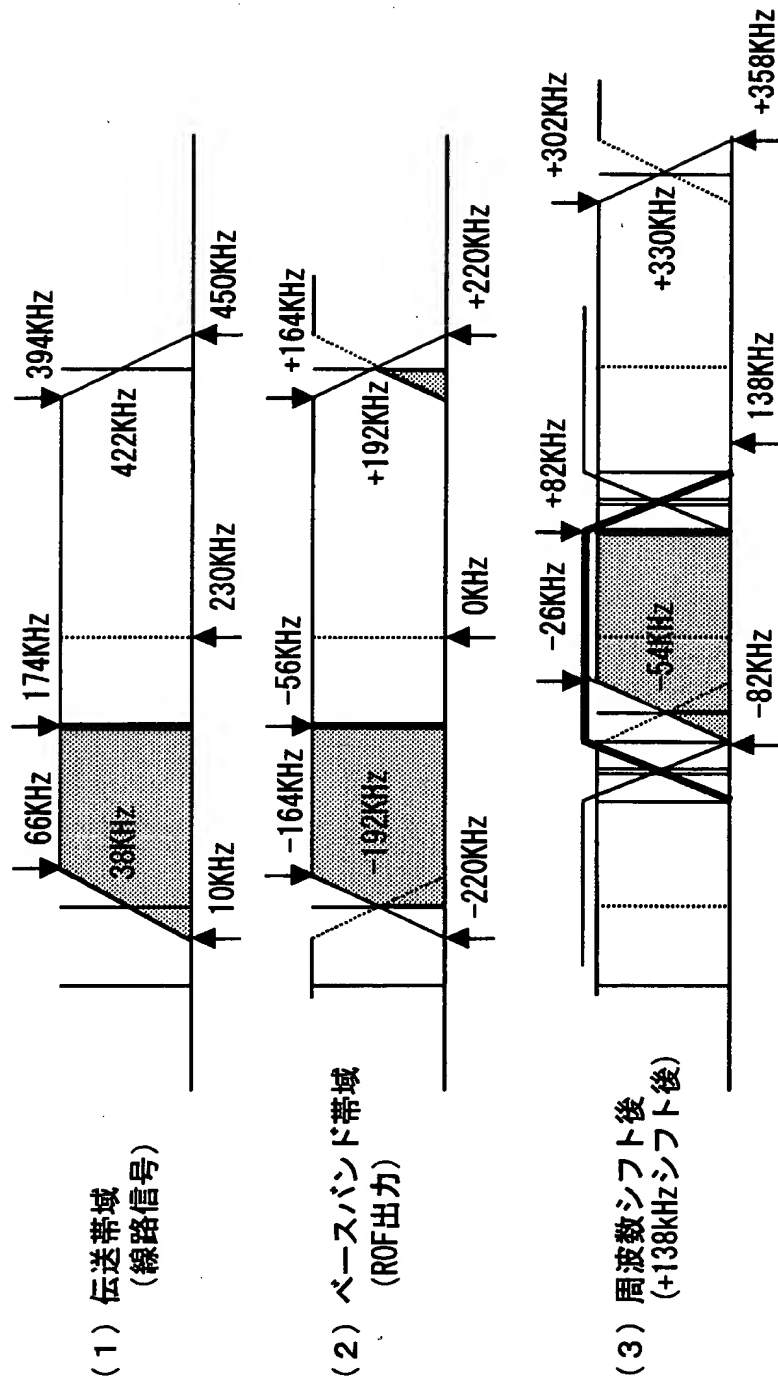
【図 17】

周波数シフト量による雑音の低減例



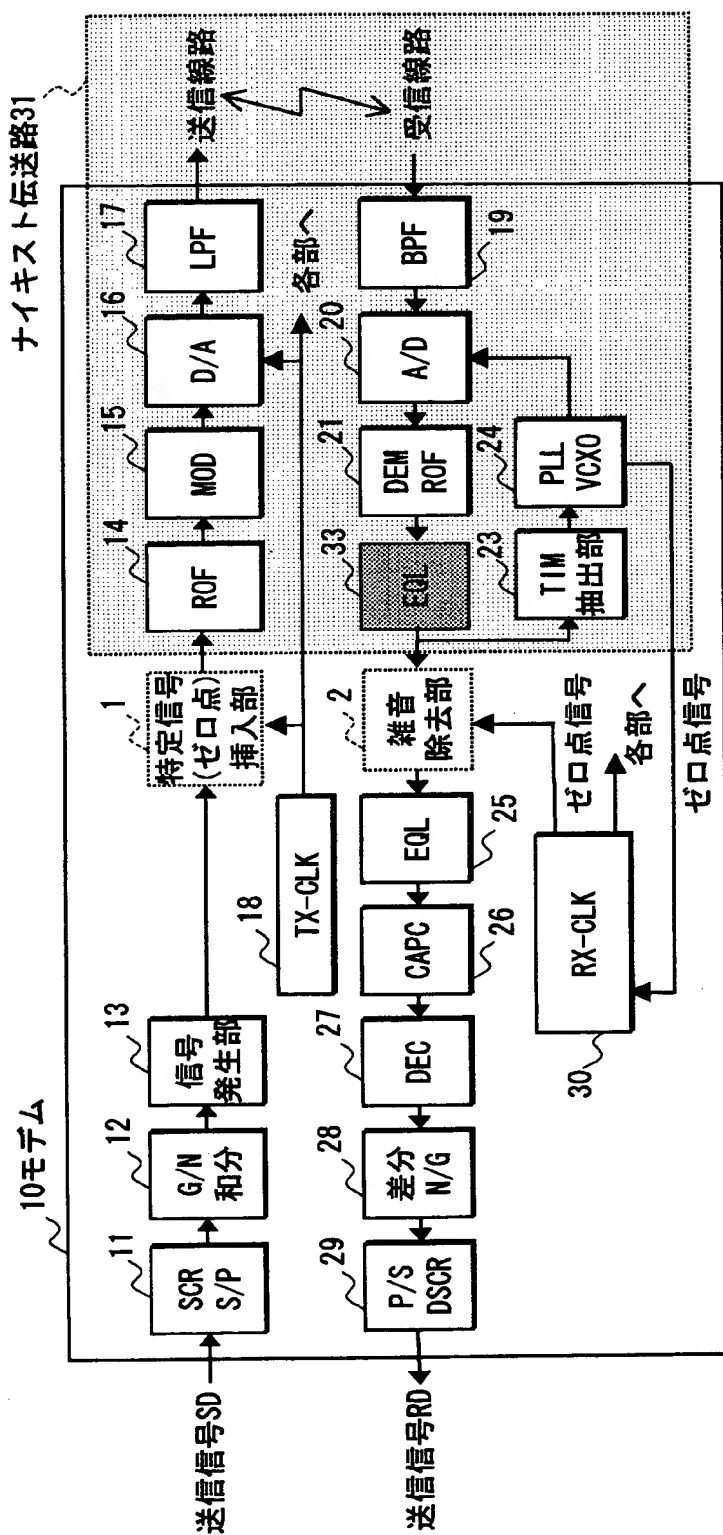
【図 18】

雑音予測帯域



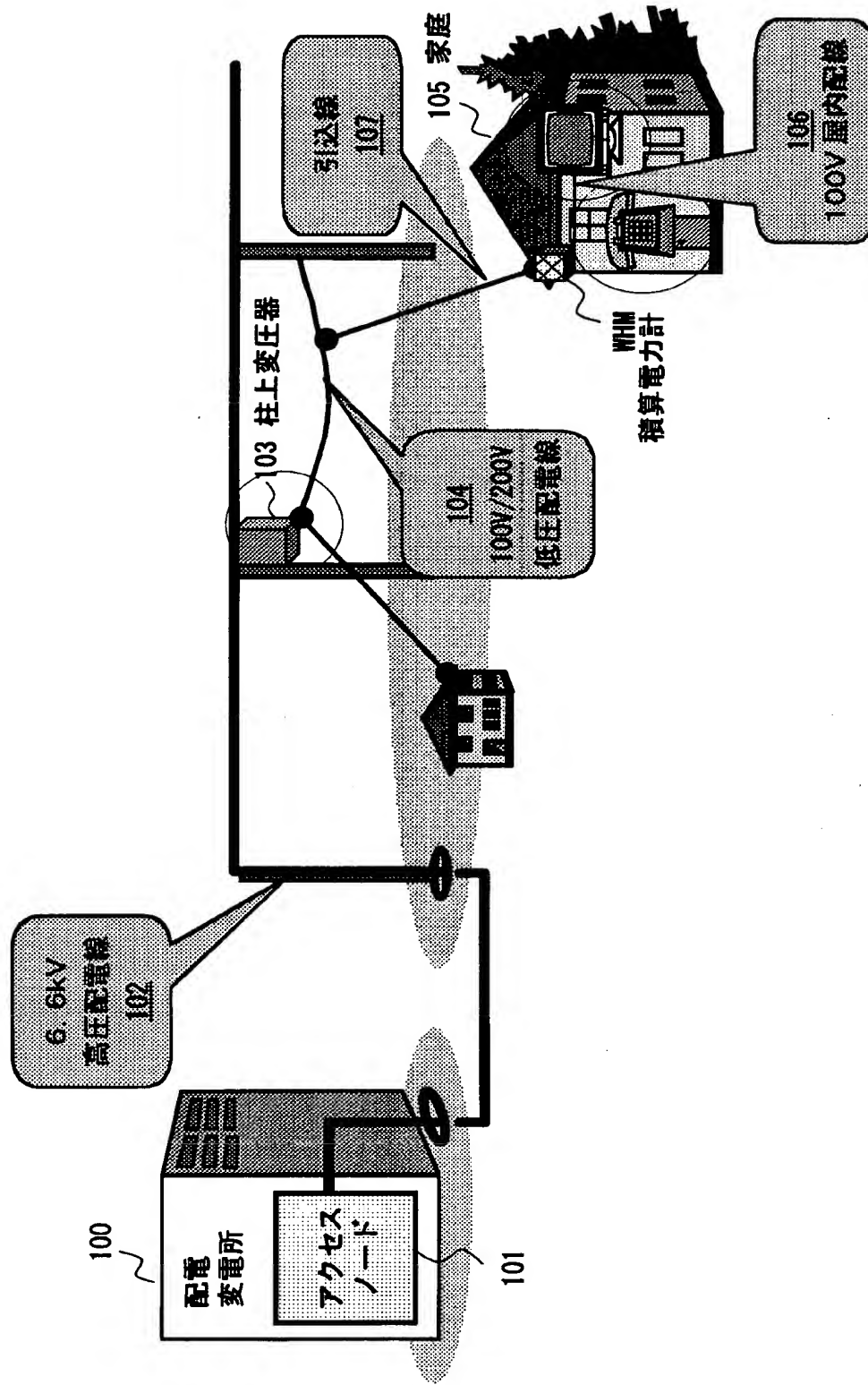
【图 19】

本発明の変形例(EQL付加の場合)



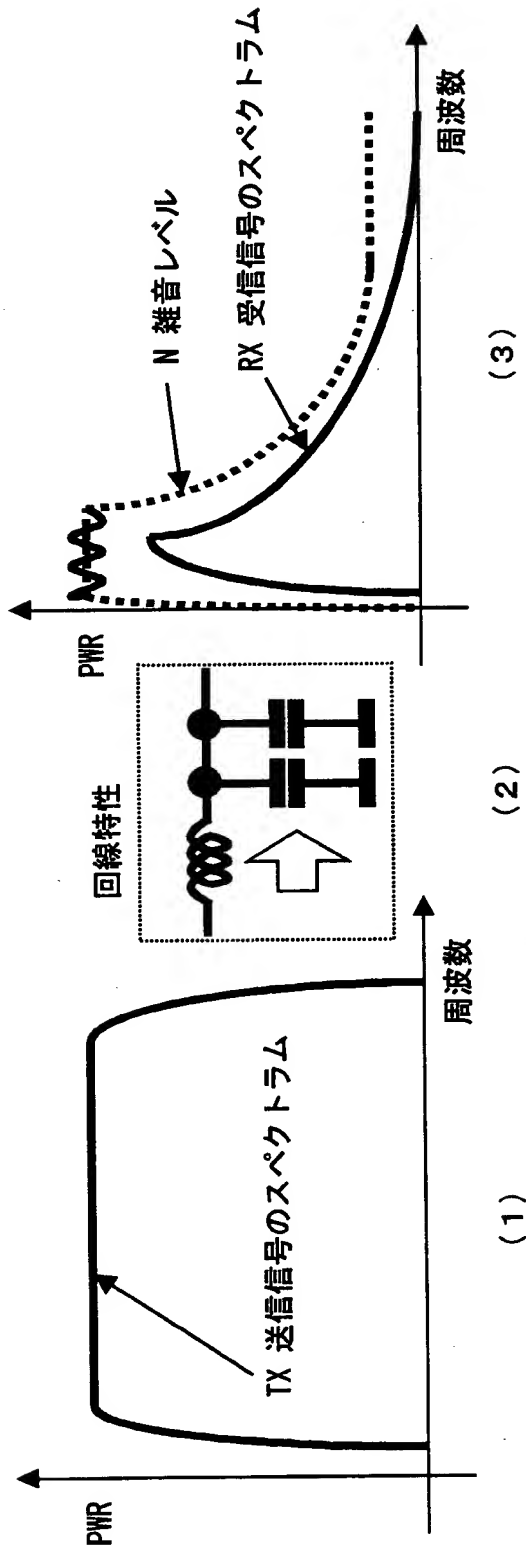
【図 20】

利用分野



【図 21】

従来の問題点



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 マクロ的に見た有色系雑音に注目し低域の支配的な雑音成分を積極的に除去して S/N 値をプラスに転じさせ、低域に埋もれた、比較的高いレベルの受信信号を抽出することが可能な雑音除去方法及び装置を提供する。

【解決手段】 時間軸と振幅と位相が特定された信号又はゼロ点信号を挿入部 1 で送信信号に挿入し、この特定信号またはゼロ点を用いて受信信号の雑音成分を雑音除去部 2 で補間予測し、その雑音成分を受信信号から差し引くことで送信された元の信号を再生する。

【選択図】 図 2

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005223]

1. 変更年月日 1996年 3月26日

[変更理由] 住所変更

住 所 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号

氏 名 富士通株式会社